3 Transistoren

Transistoren sind zurzeit die wichtigsten Bauelemente der Elektronik. Sie werden zur Verstärkung von Signalen und als Schalter benutzt.

Das Wort „Transistoren“ ist eigentlich ein Sammelbegriff, für verschiedene Typen. Sie unterscheiden sich durch den internen Aufbau (Zonenfolge) und Wirkungsweise (Strom-/Spannungsteuerung):

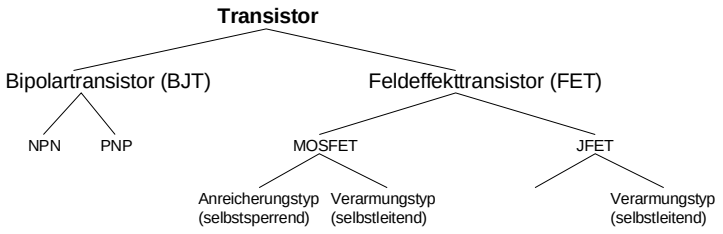


Bild 3.1: Gliederung der verschiedenen Transistorfamilien.

Bei Bipolartransistoren findet der Stromfluss im Transistor statt, indem ein Minoritätsträgerstrom einen Majoritätsträgerstrom steuert. Für den Stromfluss sind also Ladungsträger beider Polarität beteiligt, im Gegensatz zum Feldeffekttransistor (Unipolartransistor).

Die Transistoren lassen sich daher in zwei grobe Klassen aufteilen:

- Bipolartransistoren (Bipolar Junction Transistor, BJT)
- Feldeffekttransistoren (Field Effect Transistor, FET)

Beide Klassen haben ihre speziellen Eigenschaften, die in der Praxis gezielt ausgenutzt werden. Bipolartransistoren haben als einzelnes Bauelement jedoch einen viel höheren Verbreitungsgrad als Feldeffekttransistoren.

Feldeffekttransistoren werden zum grössten Teil in digitalen IC's verwendet (Prozessoren, PLD's, etc.). Für spezielle Anwendungen werden FET's aber auch als Einzelbauteile verwendet.

Ziel der Einführung soll sein, einen Einblick in Aufbau und Wirkungsweise von Bipolartransistoren zu erhalten. Dabei stehen die elementaren theoretischen Grundlagen, Modelle, Grundschaltungen als Verstärker, die konkrete Dimensionierung des Arbeitspunktes im Vordergrund.

3.1 Aufbau (Bipolartransistor)

Standardmässig versteht man unter einem "Transistor" einen Bipolartransistor. Bei Bipolartransistoren sind am Stromfluss sowohl Elektronen wie auch Löcher beteiligt. Deshalb der Name "Bipolar".

Ein Bipolartransistor ist ein Dreischicht-Halbleiterbauelement mit einer NPN- oder PNP-Zonenfolge.

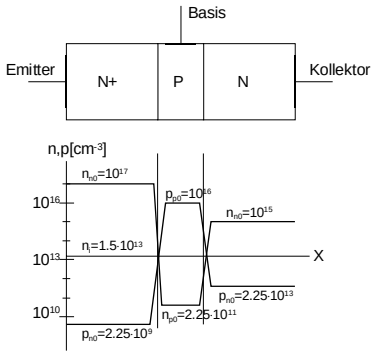


Bild 3.2: Schematisierter Querschnitt durch einen NPN-Transistor mit zugehöriger Ladungsträgerdichteverteilung.

Quelle: [6]

Diese Zonenfolge verkörpert im Prinzip zwei Dioden. Allerdings ist diese Anschauung nur beschränkt richtig, da die Basisschicht sehr dünn ist (< 2um, kleiner als die mittlere Weglänge eines freien Elektrons).
Deshalb kann der grösste Teil der Ladungsträger direkt vom Emitter zum Kollektor wandern, ohne in der Basisschicht zu rekombinieren. Aus diesem Grund kann beispielsweise ein Transistor nie aus zwei Dioden zusammengesetzt werden.

In der Praxis werden Transistoren mit NPN- und PNP-Zonenfolgen benutzt. Man spricht hierbei einfacherweise nur von NPN- oder PNP-Transistoren. Das es sich hierbei um Bipolartransistoren handel,t bedarf keiner weiteren Erläuterung.

Die Schaltzeichen und Polaritäten sind:

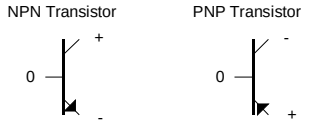


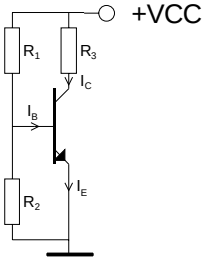
Bild 3.3: Schaltzeichen nach DIN für Bipolartransistoren.

Die Polaritäten an den Anschlüssen zeigen den den Betrieb als Verstärker .

Quelle: [6]

3.2 Funktionsweise

Der Transistoreffekt beruht aus der Idee, mit einem Minoritätsträgerstrom einen Majoritätsträgerstrom zu steuern. Das heisst, mit einem kleinen Steuerstrom an der Basis einen grossen Kollektorstrom zu steuern.



Material	Majoritätsträger	Minoritätsträger
N	Elektronen	Löcher
P	Löcher	Elektronen

Bild 3.4: Prizuipschaltbild Transistorverstärker mit Strompfeilen.

Wird der Emitter-Basis-NP-Übergang in Durchlassrichtung gepolt, werden Löcher in die Basis emittiert. Gleichzeitig wandern Elektronen aus der Basis zum Emitter. Der Löcherstrom ist jedoch wegen der viel höheren Dotierung des Emitters wesentlich grösser als der Elektronenstrom aus der Basis zum Emitter.

Weil die Basisschicht wesentlich dünner ist als die mittlere Weglänge eines freien Elektrons, wandert der grösste Teil der Löcher durch die Basisschicht direkt zum Kollektor (bis ca. 99%). Der Rest rekombiniert mit den Majoritätsträgern in der Basis.

Erkenntnis:
Vom Emitterstrom fliesst also etwa 99% zum Kollektor und nur etwa 1% zur Basis. Trotz in Sperrichtung gepolter Basis-Kollektor-PN-Überganges können die vom Emitter in die Basis injizierten Minoritätsträger praktisch ungehindert zum Kollektoranschluss abwandern (Transistoreffekt).

Somit kann der Kollektorstrom formal beschrieben werden:

$$I_C = AI_E + I_{CB0} \approx AI_E \qquad (3.1)$$

I_C: Kollektorstrom
I_E: Emitterstrom
A: Gleichstromverstärkung der Basisschaltung (≈ 0.99)
I_{CB0}: Reststrom durch die Kollektor - Basisdiode

Der Sperrstrom I_{CB0} durch die Kollektor-Basisdiode ist wesentlich kleiner gegenüber dem Stromanteil AI_E. Er kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden.

In den meisten Fällen interessiert aber die Stromverstärkung in Emitterschaltung, d.h. um welchen Faktor der Kollektorstrom grösser als der Basisstrom ist:

$$H_{FE} = B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{A}{1-A} \qquad (3.2)$$

H_{FE}, B: Gleichstromverstärkung der Emitterschaltung

resp.

$$A = \frac{H_{FE}}{H_{FE}+1} \qquad (3.3)$$

Wenn man über den Gleichstromverstärkungsfaktor eines Transistors spricht, so versteht man implizit das Verhältnis I_C/I_B, als H_{FE} oder B. Soll eine Aussage zum Faktor der Basisschaltung gemacht werden, so wird dies explizit mit A=.. formuliert. Verwechslungen sind praktisch unmöglich, da A typischerweise um 0.99 liegt und B im Bereich 20..ca.800.

Wichtig:
Die Gleichstromverstärkung H_{FE} ist nicht zu verwechseln mit der Wechselstromverstärkung h_{fe} (auch β, h_{21e}), die oft in Datenblätter explizit ausgewiesen wird. Die Wechselstromverstärkung ist in der Regel etwas grösser, aber in der gleichen Grössenordnung.

3.2.1 Betriebszustände

Je nach Polarität der 3 Anschlüsse am Transistor werden verschiedene Betriebszustände unterschieden. Man betrachtet dabei fünf möglichen Polaritätskombinationen, die mit den beiden Dioden möglich sind:

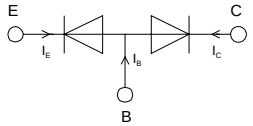


Bild 3.5: Diodenmodell eines NPN-Transistors zur Betrachtung der Polaritätsverhältnisse.

a) Stromloser Zustand: Die Spannung an allen Anschlüssen ist 0V.
Dieser Zustand ist in der Praxis nicht weiter von Interesse.

b) Aktiver Zustand: Emitterdiode leitend, Kollektordiode gesperrt.
Dies ist Betriebszustand für Verstärkeranwendungen.

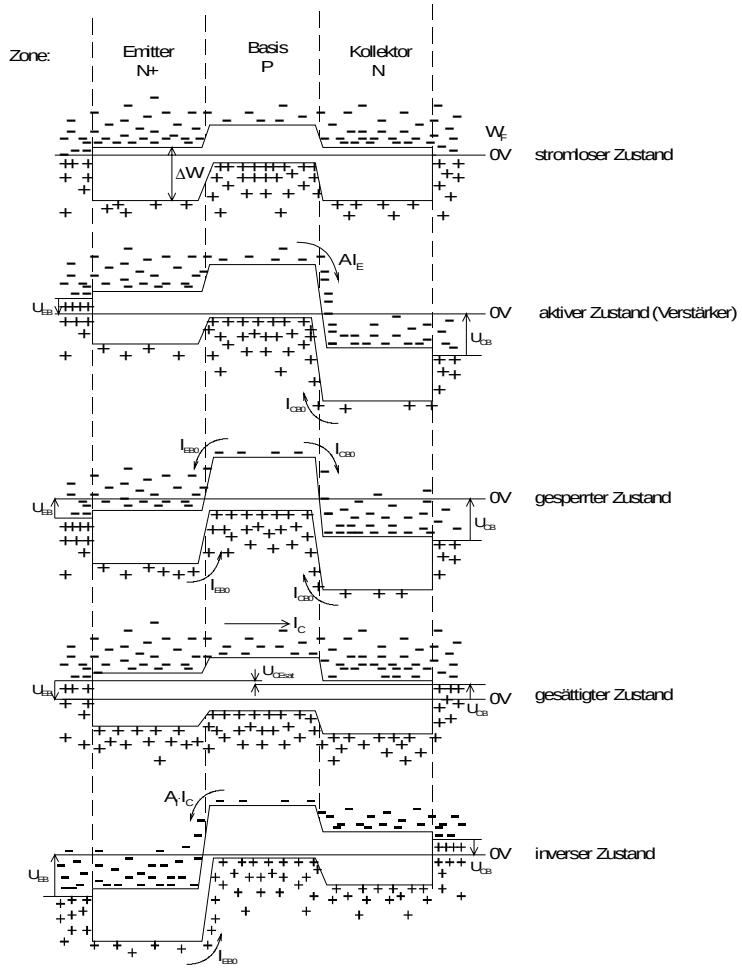
c) Gesättigter Zustand: Emitter- und Kollektordiode leitend.
Beim Einsatz des Transistors als Schalter verkörpert dies den durchgeschalteten Zustand.

d) Gesperrter Zustand: Emitter- und Kollektordiode gesperrt.
Beim Einsatz des Transistors als Schalter verkörpert dies den gesperrten Zustand.

e) Inverser Zustand: Emitterdiode gesperrt, Kollektordiode leitend.
Dieser Fall findet in Praxis kaum Anwendung, da keine Verstärkung im üblichen Sinn realisiert werden kann.

3.2.1.1 Bändermodell des Transistors

Wir zeigen nachfolgend das Bändermodell für die verschiedenen Betriebszustände. Wir halten dabei die Basisspannung auf 0V und verändern für die verschiedenen Zustände die Emitter-Basisspannung U_{EB} und die Kollektor-Basisspannung U_{CB}:



Bändermodell eines NPN-Transistors für die verschiedenen Betriebszustände.

Die Pfeile zeigen die Bewegungsrichtung der Ladungsträger:
- : Elektron
+ : positives Loch

Aktiver Zustand
Durch Anlegen einer Spannung $-U_{EB}=U_{BE}$ wird die Basis-Emitterdiode leitend. U_{CB} muss für diesen Fall grösser als U_{BE} sein. An der Kollektorsperrschicht fällt dann der grösste Teil der Elektronen am Potenzialberg U_{CB} ab. Der Kollektor sammelt die vom Emitter in die Basis injizierten Elektronen auf. Aufgrund der schwächeren Dotierung der Basis ist der Löcheranteil im Emitterstrom relativ klein, ebenso der Sperrstromanteil I_{CB0}.

Gesperrter Zustand
Es fliessen nur die beiden Sperrströme I_{CB0} und I_{EB0} durch die Dioden.

Gesättigter Zustand
Beide Dioden sind im Durchlassbetrieb. Wegen der schwächeren Dotierung ist die Durchlassspannung U_{CB} der Kollektordiode kleiner als die der Emitterdiode U_{BE}. Durch das geringere Potenzialgefälle wird daher die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CEsat}=U_{BE}-U_{CE}\approx 0.1\text{V}$.

Inverser Zustand
Prinzipiell sind hier Kollektor und Emitter im aktiven Betrieb vertauscht. Aufgrund der ungleichen Dotierung von Kollektor und Emitter resultiert hier aber eine schlechte Stromverstärkung, so dass diese Betriebsart für die Praxis keine Bedeutung hat.
Wegen der schwächeren Dotierung eignet sich der Kollektor schlecht als Emitter. In der leitenden Kollektor-Basisdiode überwiegt der Löcherstrom stark, da die Basis stärker dotiert ist. Die inverse Stromverstärkung A_I beschreibt den Bruchteil der Elektronen $A_I \cdot I_C$, die jetzt den als Kollektor wirkenden Emitter erreichen.

Aufgrund der hohen Dotierung des Emitter kann sich über der Emitter-Basisdiode keine hohe Sperrspannung auftreten. In der Praxis ist ab ca. 5V mit einem Durchbruch zu rechnen.

3.3 Grundschaltungen

Wird der Transistor als Verstärker eingesetzt, so sind drei verschiedene Grundschaltungen möglich:

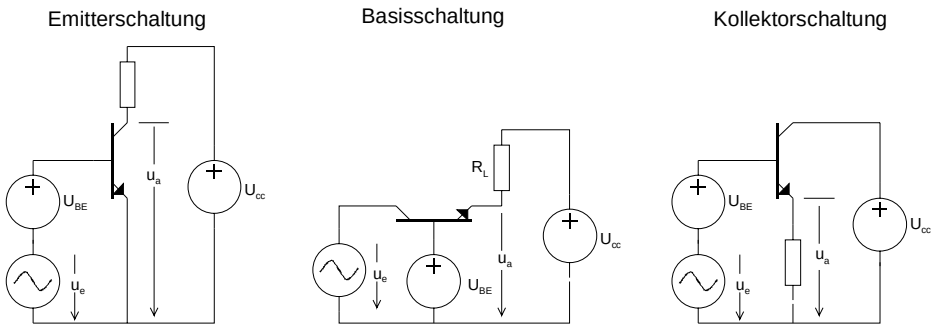


Bild 3.6: Grundschaltungen für Transitorverstärker.

Der Name der Schaltung besagt, welcher Transistoranschluss **signalmässig an Masse** liegt.

Die drei Schaltungen unterscheiden sich hauptsächlich bezüglich Ein- / Ausgangswiderstände, erzielbare Strom und Spannungsverstärkung, sowie Grenzfrequenz.

Schaltung	*Eingangswid.* r_e	*Ausgangswid.* r_a	*Stromverstärkung* v_i	*Spannungsverstärkung* v_u	*Grenzfrequenz* f_g
Emitter	mittel	hoch	hoch	hoch	niedrig
Basis	klein	mittel	< 1	hoch	hoch
Kollektor	sehr hoch	niedrig	hoch	<1	niedrig

Diese groben Aussagen werden in den entsprechenden Kapiteln mit konkreten Zahlen ergänzt. Es ist nicht sinnvoll zu viele Details bezüglich der Schaltungseigenschaften zu vermitteln, bevor das gleichstrommässige Verhalten und die Arbeitspunktdimensionierung behandelt wurde.

Je nach geforderten Eigenschaften der Verstärkerstufe wird die entsprechende Grundschaltung gewählt. Durch zusätzliche Schaltungsmassnahmen (z.B. Gegenkopplung) kann das Verhalten der Schaltung in grossen Bereichen beeinflusst werden.

Haupteinsatzgebiete Grundschaltungen liegen in den Bereichen:

Emitterschaltung
Allgemeiner Kleinsignalverstärker mit hoher Spannungs- und Stromverstärkung. Weniger geeignet für hohe Frequenzen und grössere Leistungen, sowie niederohmige Lasten.

Basisschaltung
Klassische HF-Verstärkerschaltung, da sie die höchste Grenzfrequenz aufweist, sowie eine gute Entkopplung zwischen Emitter und Kollektorkreis bietet. In DC- oder NF-Anwendungen wird die Basisschaltung selten verwendet, da sie einen kleinen Eingangswiderstand hat.

Kollektorschaltung (Emitterfolger)
Dies ist die typische Leistungsverstärkerstufe. Durch den kleinen Ausgangswiderstand können auch niederohmige Lastwiderstände verwendet werden. Sie wird vorwiegend als Impedanzwandler in Leistungsstufen, sowie für hochohmige Eingangsstufen eingesetzt.

3.4 Gleichstrommässiges Verhalten des Transistors

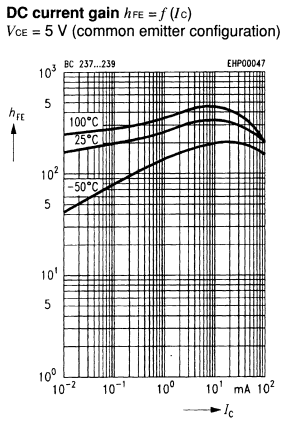
Die gleichstrommässige Betrachtung des Transistors bildet die Grundlage zur Gleichstromdimensionierung einer Transistorverstärkerstufe. Eine saubere Gleichstromdimensionierung ist Voraussetzung für ein gutes wechselstrommässiges Verhalten.

3.4.1 Gleichstromverstärkung

Man beschreibt mit der Gleichstromverstärkung H_{FE} den Zusammenhang, wie in Kap. 2.2 gezeigt:

$$I_C = H_{FE} \cdot I_B \qquad \textbf{Gleichstromverstärkung } H_{FE} \qquad (3.4)$$

Die Gleichstromverstärkung ist nicht konstant, sondern vom Kollektorstrom I_C und von der Temperatur abhängig. Sie hat typischerweise Minima für kleine und grosse Ströme:



Gleichstromverstärkung H_{FE} (h_{FE}) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom und der Temperatur.

Quelle:
Siemens Einzelhalbleiter Datenbuch II, Auflage 3,1992

3.4.2 Shockley-Gleichung für den Transistor

Der bipolare Transistor ist grundsätzlich ein **stromgesteuertes Element**.
Mit der Shockley-Gleichung für den Transistor kann der Kollektorstrom I_C eines (idealen) Transistors in Abhängigkeit der Emitter-Basisspannung U_{BE} beschrieben werden:

$$I_C = I_S\left(e^{\frac{U_{BE}}{n\,U_T}} - 1\right) \qquad (3.5)$$

Shockley-Gleichung für den Transistor

I_S verkörpert den Sättigungssperrstrom und n den Emissionskoeffizienten. In der Regel kann n=1 gesetzt werden, da die Basis-Emitterstrecke ein hoch dotierter PN-Übergang ist.

Aufgrund der Stromsteuerung wird diese Gleichung selten direkt verwendet. Sie dient hauptsächlich um einige der später verwendeten Zusammenhänge zu begründen.

3.4.3 Restströme am Transistor

Bei Si-Transistoren als Verstärker spielen Restströme in vielen Fällen keine Rolle, da das Verhältnis von Steuerstrom zu Reststrom sehr gross ist und der Reststrom den Steuerstrom nicht signifikant beeinflusst. Anders bei Ge-Transistoren, wo die Restströme, wie bei den Dioden, ca. 1000x grösser sind. Restströme werden also nur in speziellen Fällen näher untersucht und berücksichtigt.

Bein Einsatz des Transistors als Schalter können Restströme die Eigenschaften als quasi-idealer Schalter ungünstig beeinflussen und sind dementsprechend zu berücksichtigen.

Wie bei den Dioden, sind alle Restströme des Transistors temperaturabhängig und nehmen bei steigender Temperatur zu. Dabei gelten dieselben Zusammenhänge. Vor allem Transistoren mit grosser Sperrschichtfläche (Leistungstransistoren) zeigen signifikante Restströme.

Bei einer näheren Betrachtung werden vor allem die Restströme I_{CB0} und I_{CE0} interessant. Die Bezeichnung "I_{CB0}" besagt, dass hier der Strom von C nach B bei offenem Emitter gemeint ist:

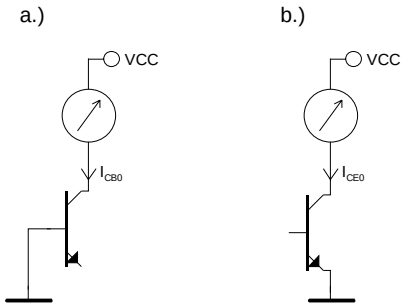


Bild 3.7: Messschaltungen für Restströme an Transistoren.

a.) Messung von I_{CB0}
b.) Messung von I_{CE0}

Für Si-Kleinsignaltransistoren liegen Praxiswerte im für I_{CB0} im Bereich 1..10nA bei 20°C.
Zwischen beiden Restströmen besteht der Zusammenhang über die Stromverstärkung:

$$I_{CB0} = \frac{I_{CE0}}{H_{FE}+1} \qquad (3.6)$$

$$I_C = H_{FE}I_B + (H_{FE}+1)I_{CB0} = H_{FE}I_B + I_{CE0} \qquad (3.7)$$

Restströme am Transistor

Für eine konkrete Berechnung von I_{CB0} kann der Formelsatz aus dem Kapitel 1.2.4.1 verwendet werden. In Verstärkerschaltungen sorgt man durch geeignete Dimensionierung, dass der Einfluss der Restströme gegenüber den Steuerströmen vernachlässigbar wird.

3.4.4 Gleichstromersatzschaltbild

Das Gleichstromersatzschaltbild des Transistors dient Grundlage für sämtliche gleichstrommässigen Betrachtungen. Es stellt eine starke Vereinfachung des Transistormodells dar und dient dazu den Formelsatz für die Gleichstromdimensionierung zu begründen.

Das Gleichstromersatzschaltbild für den aktiven Betrieb (Verstärkerbetrieb) definieren wir:

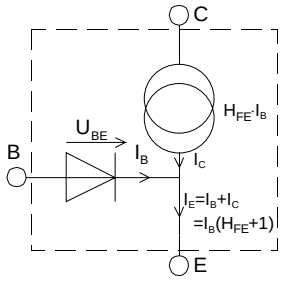


Bild 3.8: Gleichstromersatzschaltbild des Transistors für den Verstärkerbetrieb.

Die in Durchlassrichtung betriebene Basis-Emitterdiode wird durch die Spannung U_{BE} beschrieben. Der Kollektorstrom wird durch die gesteuerte Stromquelle $H_{FE} \cdot I_B$ modelliert.

Nun können wir unter Verwendung dieses Ersatzschaltbildes über einem Knoten-/ Maschenansatz den Arbeitspunkt eines beschalteten Transistors bestimmen. Der Arbeitspunkt wird durch den Kollektorgleichstrom ohne wechselstrommässige Aussteuerung verkörpert. Er ist das Kriterium für die DC-Dimensionierung jeder Verstärkerstufe.

Die Bestimmung des Arbeitspunktes betrachten exemplarisch am einstufigen Verstärkers in Emitterschaltung. Anhand dieser Rechnung werden konkrete Formeln für die Berechnung der Widerstände entwickelt.

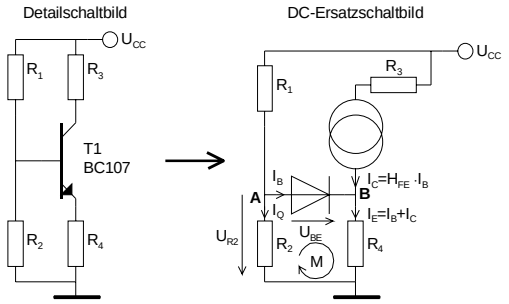


Bild 3.9: Ableiten des Gleichstromersatzschaltbildes aus der Gesamtschaltung.

Fragestellung: Wie gross wird der Kollektorstrom I_C, wenn die Widerstände $R_1,..,R_4$, U_{BE} , H_{FE} und U_{CC} gegeben sind?
Die Masche M gilt:

$$U_{R2} = U_{BE} + I_E R_4 = U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right) \qquad \rightarrow I_{R2} = I_Q = \frac{U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)}{R_2}$$

In Knoten A gilt:

$$I_{R1} = I_Q + I_B = \frac{U_{CC} - U_{R2}}{R1} \qquad \rightarrow I_Q = \frac{U_{CC} - \left(U_{BE} + I_C R_4 \left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)\right)}{R1} - \frac{I_C}{H_{FE}}$$

Wir verwenden nun beide Gleichungen um I_C zu bestimmen und erhalten die formale Lösung:

$$I_C = \frac{H_{FE}\left(U_{CC}R_2 - U_{BE}(R_1+R_2)\right)}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2}$$

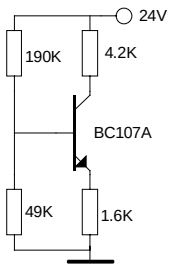
Arbeitspunkt des Transistors bei gegebenen $R_1..R_4$ (3.8)

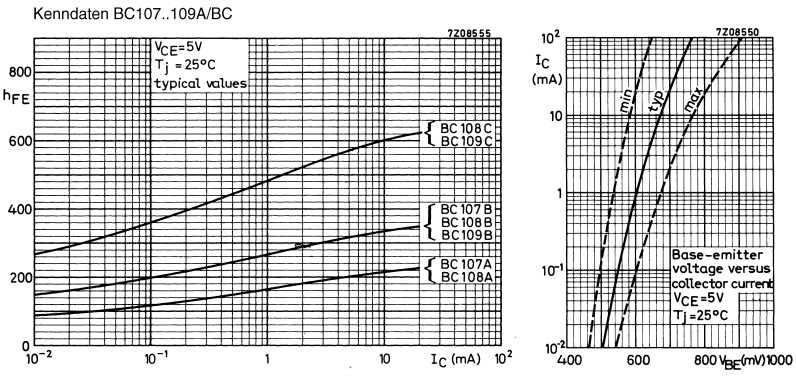
Wir sind nun in der Lage, bei gegebenen Komponentenwerten den Arbeitspunkt der Verstärkerstufe zu bestimmen. Bemerkenswert ist, dass der Kollektorstrom nicht vom Kollektorwiderstand R_3 abhängig ist.

Beim der Rechnung mit der Formel (2.7) müssen die Werte für H_{FE} und U_{BE} vorgegeben werden. Wir wissen aber, dass diese aber vom Arbeitspunkt selber abhängig sind. Deshalb beginnt man mit einem Schätzwert für H_{FE} und U_{BE}. In Kleinsignalverstärkern sind Werte für H_{FE}=200 und U_{BE}=0.6V in vielen Fällen gute Anfangswerte.

Die erste Rechnung liefert mit den Anfangswerten eine Näherung für den Arbeitspunkt. Mit dieser werden die entsprechenden Werte für U_{BE} und H_{FE} aus dem Datenblatt bestimmt und der Arbeitspunkt neu berechnet. Das Verfahren wiederholt man sooft, bis der Kollektorstrom mit genügender Genauigkeit bestimmt ist.

Beispiel 2.1:
Bestimmen Sie den Kollektorstrom der folgenden Verstärkerstufe mit einer Genauigkeit besser als 1%:





Quelle: Philips Semiconductor Databook 3-4, 1968

Wir erhalten die Resultate:

$H_{FE} = 200, U_{BE} = 0.6V$: $I_{C1} = 2.3966mA$
$H_{FE} = 195, U_{BE} = 0.62V$: $\underline{\underline{I_{C2} = 2.410mA}}$

3.4.5 Gleichstromdimensionierung

Mit der Gleichstromdimensionierung wird der Arbeitspunkt des Transistors festgelegt. Sie liefert als Resultat die Widerstandswerte für die entsprechende Schaltung.

Bei der Dimensionierung sind Vorgaben wie Leistung, Ein-/ Ausgangswiderstände, Speisespannung sowie Streuung der Transistorkennwerte zu berücksichtigen. Die geforderte Verstärkung der Stufe wird bei der Gleichstromdimensionierung nicht betrachtet.

In der Praxis ist keine optimale Dimensionierung möglich, da viele der wünschenswerten Eigenschaften in Konkurrenz oder sogar im Widerspruch zueinander stehen. So hat z.B. ein grösserer Kollektorstrom zwangsläufig einen kleineren Eingangswiderstand zur Folge.

Der Transistor ist von Natur aus ein hochgradig nichtideales Bauelement: Praktisch alle Kennwerte sind temperatur-, arbeitspunkt- und spannungsabhängig und sind zudem Exemplarstreuungen unterworfen. Durch geeignete schaltungstechnische Massnahmen kann der Einfluss dieser Widrigkeiten aber soweit vermindert werden, dass das Schaltungsverhalten nicht mehr beeinträchtigt wird.

Die Dimensionierung kann auf unterschiedliche Art erfolgen. Wir betrachten zwei grundlegende Methoden, die die prinzipielle Technik der DC-Dimensionierung zeigen:

- **Analytische Methode:**
  Durch Arbeitspunktvorgabe bestimmen der Widerstände mit Hilfe von Dimensionierungsformeln. Primär geeignet für Kleinsignalanwendungen.

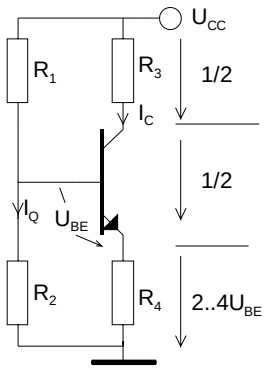
- **Grafische Methode:**
  Durch Einlegen der Lastgeraden im Ausgangskennlinienfeld, bestimmen der Verstärkereigenschaften.

Zusammenfassung:
Die DC-Dimensionierung bezweckt:
- Festlegen des Arbeitspunktes, so dass die geforderte Leistung an die Last abgegeben wird.
- Bestimmen aller notwendigen Widerstände, die gleichstrommässig aktiv sind.
- Vermindern des Einflusses von Parameterstreuungen des Halbleiters.
- Vermindern von Temperatureinflüssen.

3.4.5.1 Analytische Methode

Sie beinhaltet grundsätzliche Betrachtungen wie der Arbeitspunkt eines Transistors fixiert wird und wie aus der Arbeitspunktvorgabe für eine bestimmte Schaltung die Widerstände berechnet werden.

Wir erarbeiten einen Formelsatz zur Dimensionierung für den einstufigen Verstärker in Emitterschaltung. Für die anderen Grundschaltungen gelten analoge Betrachtungen.



$k = 3..5$ (Querstromfaktor, Normalfall = 5)

$m = 3..5$ (Emitterspannungsfaktor, Normalfall = 4)

$$I_Q = kI_B \tag{3.9}$$

$$R_1 = \frac{(U_{CC} - (m+1)U_{BE})\,H_{FE}}{(k+1)I_C} \tag{3.10}$$

$$R_2 = \frac{(m+1)U_{BE}\;H_{FE}}{kI_C} \tag{3.11}$$

$$R_3 = \frac{U_{CC} - mU_{BE}}{2I_C} \tag{3.12}$$

$$R_4 = \frac{mU_{BE}}{I_C\left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)} \tag{3.13}$$

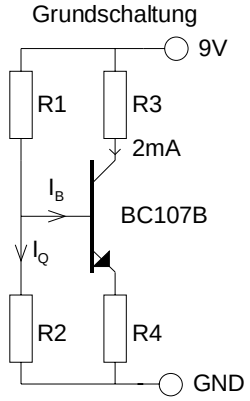
Soll die Stufe eine gute Temperaturstabilität aufweisen, lassen wir über dem Emitterwiderstand R_4 2..4 U_{BE} abfallen. Beim Si-Transistor erfolgt eine Arbeitspunktverschiebung primär dadurch, dass U_{BE} pro °C um ca. 2 mV abfällt. Aufgrund der nahezu konstanten Basisspannung steigt der Emitterstrom an. R_4 so dimensioniert, dass bei steigendem Strom I_E der Spannungsabfall über R_4 mehr als ca. 2mV/°C steigt. Dadurch entsteht ein Regelmechanismus, eine sog. gleichstrommässige Gegenkopplung, die dem Stromanstieg entgegenwirkt.

Die Spannung U_{R2} ist verhältnismässig konstant, da der Reststrom I_{CB0} sehr klein ist, verglichen mit dem Basis- und Querstrom. Der Querstrom I_Q wird ca. *3..10* I_B gewählt. Ein grösserer Querstrom bringt zwar eine (etwas) bessere Temperaturstabilisierung, vermindert aber den Eingangswiderstand der Stufe, was in den meisten Fällen unerwünscht ist. Bei Si-Transistoren kann normalerweise problemlos mit I_Q=5I_B dimensioniert werden.

Die verbleibende Spannung U_{CC}-U_{BE} wird hälftig über dem Transistor (U_{CE}) und dem Kollektorwiderstand (U_{R3}) aufgeteilt. Dadurch erhalten wir eine grosse Aussteuerbarkeit (wenn $R_L >> R_C$).

Aufgabe:
Begründen Sie die Formeln (2.10)..(2.13) mit Hilfe eines DC-Ersatzschaltbildes.

Beispiel 2.2**:**
Einstufiger Kleinsignalverstärker mit BC107B und Arbeitspunkt I_C=2mA. Speisespannung U_{CC}=9V.
Zu bestimmen: Alle Widerstände und U_{CE}:



CHARACTERISTICS T_j = 25 °C unless otherwise specified

→ Collector cut-off current				
I_E = 0; V_{CB} = 20 V; T_j = 150 °C	I_{CBO}	<	15	μA
→ Base-emitter voltage [2]				
I_C = 2 mA; V_{CE} = 5 V	V_{BE}	typ.	620	mV
		550 to	700	mV
I_C = 10 mA; V_{CE} = 5 V	V_{BE}	<	770	mV

			BC107A BC108A	BC107B BC108B BC109B	BC108C BC109C
→ D.C. current gain					
I_C = 10 μA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>		40	100
		typ.	90	150	270
I_C = 2 mA; V_{CE} = 5 V	h_{FE}	>	110	200	420
		typ.	180	290	520
		<	220	450	800

[2]) V_{BE} decreases by about 2 mV/°C with increasing temperature.

Datenblatt: Philips, Silicon Transistors, 1968

Wichtig:
Dimensioniert wird immer mit typischen Werten!

Aus dem Datenblatt lesen wir:
U_{BE} @2mA= 0.62V
H_{FE} @2mA=290

Mit den Formeln (2.11)..(2.13) erhalten wir die Widerstände:

$$I_Q = 5I_B \rightarrow k = 5 \qquad U_E = 4U_{BE} \rightarrow m = 4$$

$$R_1 = \frac{(U_{CC} - (m+1)U_{BE})H_{FE}}{(k+1)I_C} = \frac{(9 - 5\cdot 0.62)\,290}{(5+1)\,2\cdot 10^{-3}} = 142.583k\Omega \xrightarrow{E24} 150k\Omega$$

$$R_2 = \frac{(m+1)U_{BE}H_{FE}}{k\,I_C} = \frac{(4+1)0.62\cdot 290}{5\cdot 2\cdot 10^{-3}} = 89.9k\Omega \xrightarrow{E24} 90k\Omega$$

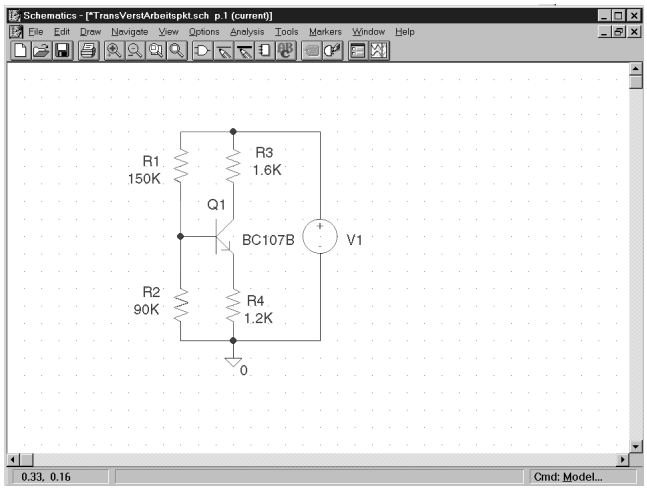
$$R_3 = \frac{U_{CC} - mU_{BE}}{2\,I_C} = \frac{9 - 4\cdot 0.62}{2\cdot 2\cdot 10^{-3}} = 1.63k\Omega \xrightarrow{E24} 1.6k\Omega$$

$$R_4 = \frac{mU_{BE}}{I_C\left(1 + \frac{1}{H_{FE}}\right)} = \frac{4\cdot 0.62}{2\cdot 10^{-3}\left(1 + \frac{1}{290}\right)} = 1.2357k\Omega \xrightarrow{E24} 1.2k\Omega$$

Eine Kontrollrechnung mit Formel (2.8) zeigt uns den effektiven Kollektorstrom, den wir mit den Normwerten erhalten:

$$R_1 = 150k\Omega \qquad R_2 = 90k\Omega \qquad R_3 = 1.6k\Omega \qquad R_4 = 1.2k\Omega$$
$$U_{BE}@2mA = 0.62V \qquad H_{FE}@2mA = 290 \qquad U_{CC} = 9V$$
$$I_C = \frac{H_{FE}\left(U_{CC}R_2 - U_{BE}(R_1+R_2)\right)}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2} = \frac{290\left(9\cdot 90\cdot 10^3 - 0.62(150\cdot 10^3 + 90\cdot 10^3\right)}{1.2\cdot 10^3\left(150\cdot 10^3 + 90\cdot 10^3\right)(290+1)+150\cdot 10^3\cdot 90\cdot 10^3} = \underline{1.9705mA}$$

Ebenso kann der Arbeitspunkt mit Hilfe einer PSpice-Simulation verifiziert werden. Der Arbeitspunkt wird bei PSpice immer implizit bestimmt (Bias Point) und im Listing als Spannungen an den Knoten ausgewiesen:




```
**** 03/07/96 19:03:47 ********** NT Evaluation PSpice (April 1995) ************
 * D:\E94\Mikroelektronik\Beispiele\TransVerstArbeitspkt.sch

 ****     SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION       TEMPERATURE =   25.000 DEG C

******************************************************************************


 NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE     NODE   VOLTAGE

($N_0001)    2.9974                    ($N_0002)    5.9147
($N_0003)    2.3220                    ($N_0004)    9.0000


    VOLTAGE SOURCE CURRENTS
    NAME         CURRENT

    V_V1        -1.968E-03

    TOTAL POWER DISSIPATION   1.77E-02  WATTS
******************************************************************************
**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME         Q_Q1
MODEL        BC107B-X
IB           6.71E-06
IC           1.93E-03
VBE          6.75E-01
VBC         -2.92E+00
VCE          3.59E+00
BETADC       2.87E+02
GM           7.50E-02
RPI          4.24E+03
RX           0.00E+00
RO           3.24E+04
CBE          5.32E-11
CBC          3.04E-12
CBX          0.00E+00
CJS          0.00E+00
BETAAC       3.18E+02
FT           2.12E+08
```

Die minime Abweichung zwischen analytischer Rechnung und Simulation ist durch das ungleiche Modell des BC107B zu erklären.

3.4.6 Einfluss der Temperatur auf den Arbeitspunkt

Bei Si-Transistoren ist hauptsächlich die Änderung von U_{BE} für die Temperaturabhängigkeit verantwortlich. Unter Vernachlässigung der Restströme und der Annahme dass H_{FE} über die Temperaturänderung konstant bleibt, kann mit Gl. (2.8) über Differenzenbildung die Änderung des Kollektorstromes formuliert werden:

Kollektorstrom-änderung

$$\Delta I_C = \frac{H_{FE}\left(U_{CC}R_2 - U_{BET1}(R_1+R_2)\right)}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2} - \frac{H_{FE}\left(U_{CC}R_2 - U_{BET2}(R_1+R_2)\right)}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2}$$
$$= -\frac{H_{FE}(R_1+R_2)\Delta U_{BE}}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2} \qquad \left(\Delta U_{BE} = U_{BET2} - U_{BET1}\right) \tag{3.14}$$

Wir können die obige Gleichung weiter vereinfachen und erhalten eine Näherung für die Kollektorstromänderung:

Näherung Kollektorstromänderung

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta U_{BE}}{\frac{R_1 \| R_2}{H_{FE}}} \tag{3.15}$$

Beispiel 2.3**:**
Wie gross wird der Kollektorstrom der in Beispiel 2.2 dimensionierten Schaltung, wenn die Temperatur von 25°C auf 45°C ändert?

$$\Delta I_C = \frac{H_{FE}(R_1+R_2)\Delta U_{BE}}{R_4(R_1+R_2)(H_{FE}+1)+R_1R_2} = -\frac{290(150\cdot 10^3+90\cdot 10^3)20\cdot(-2)\cdot 10^{-3}}{1.2\cdot 10^3(150\cdot 10^3+90\cdot 10^3)(290+1)+150\cdot 10^3\cdot 90\cdot 10^3} = 28.61uA$$

$$I_C = I_{CT1}+\Delta I_C = 1.9705+0.02861 = 1.9991mA$$

Dieser Wert ist etwas zu klein, da mit steigender Temperatur natürlich auch H_{FE} ansteigt, was eine Erhöhung des Kollektorstromes zur Folge hat. Dies wurde in dieser Formel nicht berücksichtigt.

Beispiel 2.4**:**
Wie gross wird die Kollektorstromänderung mit den Werten aus dem vorherigen Beispiel 2.3 wenn man die Näherungsformel (2.15) verwendet?

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta U_{BE}}{\frac{R_1 \| R_2}{H_{FE}}} = -\frac{20\cdot(-2)\cdot 10^{-3}}{\frac{150\cdot 10^3 \| 90\cdot 10^3}{290}+1.2\cdot 10^3} = 27.99uA$$

3.4.7 Weitere Fallbetrachtungen zur Temperaturstabilisierung

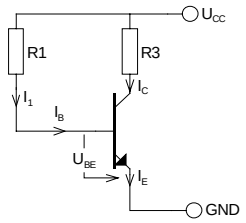
Wir haben bis anhin die Stabilisierung des Arbeitspunktes mit einem Basisspannungsteiler und Gleichstromgegenkopplung über den Emitterwiderstand betrachtet. Diese Beschaltung bringt in der Praxis in der Regel die besten Ergebnisse.

Grundsätzlich kann die Festlegung des Arbeitspunktes aber auch mit anderen Beschaltungen erfolgen. Diese zeigen dann aber ein anderes Temperaturverhalten und Einflussminderung von Exemplarstreuungen der Transistorparameter.

Wir postulierten, dass bei einer Schaltung mit Si-Transistoren nur ΔU_{BE} relevant ist und der Reststrom I_{CB0} vernachlässigt werden kann. Wir werden in den nachfolgenden Betrachtungen zeigen, dass diese Aussage für die Praxis korrekt ist, indem wir die vollständigen Ansätze zur Bestimmung der Temperaturabhängigkeit $\frac{dI_C(T)}{dT}$ herleiten und die Resultate vergleichen:

3.4.7.1 Arbeitspunktstabilisierung mit Basiswiderstand

Dies ist die einfachste Beschaltung, zeigt aber bezüglich Exemplarstreuungen ein schlechtes Verhalten. Diese Art der Arbeitspunkteinstellung wird deshalb kaum verwendet.



Grundsätzliche Zusammenhänge:

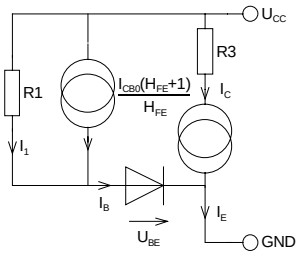
$$I_1 = \frac{U_{CC}-U_{BE}}{R_1} = I_B$$

$$I_E = I_C + I_B = I_B(H_{FE}+1)$$

Wir berücksichtigen den Reststrom mit

$$I_C = H_{FE} I_B + (H_{FE}+1) I_{CB0}$$
$$\Rightarrow I_B = I_1 + \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} I_{CB0} = I_1 + \frac{I_{CB0}}{A} \qquad (3.16)$$

und zeichnen das zugehörige gleichstrommässige Ersatzschaltbild und bestimmen I_C:



$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_1} + \frac{I_{CB0}(H_{FE}+1)}{H_{FE}} = \frac{I_C}{H_{FE}} \qquad (3.17)$$

$$I_C = \left(\frac{U_{CC}}{R_1} - \frac{U_{BE}}{R_1} + I_{CB0} \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} \right) H_{FE} \qquad (3.18)$$

Die Kollektorstromänderung bezüglich der Temperatur erhalten wir durch Ableiten:

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = \left(-\frac{1}{R_1} \frac{\mathrm{d}U_{BE}}{\mathrm{d}T} + \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} \frac{\mathrm{d}I_{CB0}}{\mathrm{d}T} \right) H_{FE} \qquad (3.19)$$

Die Differenziale $\frac{\mathrm{d}I_{CB0}}{\mathrm{d}T}, \frac{\mathrm{d}U_{BE}}{\mathrm{d}T}$ können wir nach Gl. (1.16) und Gl. (1.17) beschreiben und setzen ein:

$$\frac{\mathrm{d}U_{BE}}{\mathrm{d}T} = -C\, n\, U_T \qquad \frac{\mathrm{d}I_{CB0}}{\mathrm{d}T} = C\, I_{CB0} \qquad (3.20)\ (3.21)$$

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = \left(\frac{C\, n\, U_T}{R_1} + \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} C\, I_{CB0} \right) H_{FE} = C\, H_{FE} \left(\frac{n\, U_T}{R_1} + \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} I_{CB0} \right) \qquad (3.22)$$

Da $\frac{H_{FE}+1}{H_{FE}} \approx 1$ und $m \approx 1$ können wir ohne grossen Fehler vereinfachen:

$$\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}T} = C\, H_{FE} \left(\frac{U_T}{R_1} + I_{\quad 0} \right) \qquad (3.23)$$

Beispiel 2.5**:**
Für R_1=3.3MΩ , H_{FE}=300,U_T=26mV , C=0.07K^{-1} und I_{CB0}=1nA erhalten wir die Kollektorstromänderung:

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = C\, H_{FE} \left(\frac{U_T}{R_1} + I_{CB0} \right) = 0.071 \cdot 300 \left(\frac{0.026}{3.3 \cdot 10^6} + 1 \cdot 10^{-9} \right) = 189 \frac{nA}{K}$$

Wir erkennen, dass der Temperatureinfluss zwar stärker durch U_{BE} (ca. 8x) beeinflusst wird als durch I_{CB0},jedoch in derselben Grössenordnung liegt. Daraus folgen die relativ schlechten Stabilisierungseigenschaften. Für Ge-Transistoren (I_{CB0} im uA-Bereich) ist diese Schaltung absolut unbrauchbar.

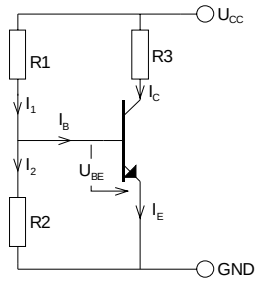
Die Änderung der Kollektor-Emitterspannung (Temperaturdrift) wird bei einem Kollektorwiderstand von 10kΩ :

$$\frac{\mathrm{d}U_{CE}}{\mathrm{d}T} = -R_3 \frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = -10K \cdot 189 \cdot 10^{-9} = 1.89 mV / K \qquad \textbf{Temperaturdrift} \qquad (3.24)$$

Für einen Si-Transistor erscheint diese Schaltung auf den ersten Blick interessant, da die Kollektorstromdrift sehr klein ist. Man bemerkt aber rasch, dass bei dieser Schaltung die Exemplarstreuungen von H_{FE} (hier sind -50% bis +100% üblich) sich voll auf den Arbeitspunkt auswirken. Deshalb eignet sich diese Schaltung nicht für eine präzise Dimensionierung.

3.4.7.2 Stabilisierung mit Basisspannungsteiler

Wir betrachten nun das Resultat, wenn die Basisspannung über einen Spannungsteiler aufbereitet wird, in der Idee, dass der Arbeitspunkt weniger von der Stromverstärkung abhängig ist. Ob dies tatsächlich etwas bringt, wird nun geprüft:



Grundsätzliche Zusammenhänge:

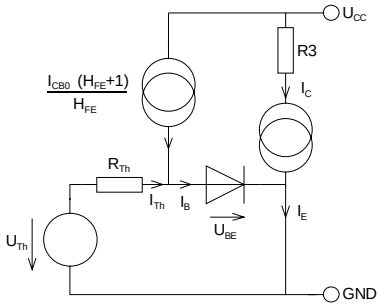
$$I = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_2} = I_B + I_2$$

$$I_2 = \frac{U_{BE}}{R_2}$$

$$U_B = R_4 \cdot I_E + U_{BE}$$

$$I_E = I_C + I_B = I_B\left(H_{FE} + 1\right)$$

Wir substituieren den Basisspannungsteiler mit einer Ersatzquelle nach Thévenin, berücksichtigen den Reststrom I_{CB0}, zeichnen das gleichstrommässige Ersatzschaltbild und bestimmen I_C.



$$R_{Th} = \frac{R_1\ R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.25}$$

$$U_{Th} = \frac{U_{CC}\ R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.26}$$

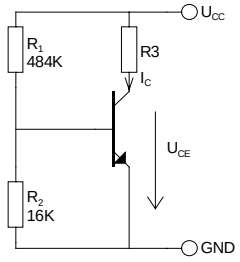
$$I_B = \frac{U_{Th} - U_{BE}}{R_{Th}} + \frac{I_{CB0}(H_{FE} + 1)}{H_{FE}} \tag{3.27}$$

$$I_C = H_{FE}\ I_B \tag{3.28}$$

Die Kollektorstromänderung wird dann:

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = \left(-\frac{1}{R_{Th}}\frac{\mathrm{d}U_{BE}}{\mathrm{d}T} + \frac{H_{FE}+1}{H_{FE}}\frac{\mathrm{d}I_{CB0}}{\mathrm{d}T}\right)H_{FE} = C\ H_{FE}\left(\frac{U_T}{R_{Th}} + \frac{I_{CB0}}{A}\right) \tag{3.29}$$

Bestimmen Sie für nachfolgende Schaltung die Temperaturdrift $\mathrm{d}U_{CE}/\mathrm{d}T$:



Vorgaben:
R_1=484K
R_2=16K
R_3=10K
I_C=1mA
U_T=26mV
H_{FE}=300
U_{CC}=20V

$$R_{Th} = \frac{R_1\ R_2}{R_1 + R_2} \qquad U_{Th} = \frac{U_{CC}\ R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = C\ H_{FE}\left(\frac{U_T}{R_{Th}} + \frac{I_{CB0}}{A}\right) = 0.071 \cdot 300\left(\frac{0.026}{16K \| 484K} + \frac{1 \cdot 10^{-9}}{0.99}\right) = 35.778uA / K$$

$$\frac{\mathrm{d}U_{CE}}{\mathrm{d}T} = -R_3\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = -10K \cdot 35.778uA = -0.3578V / K$$

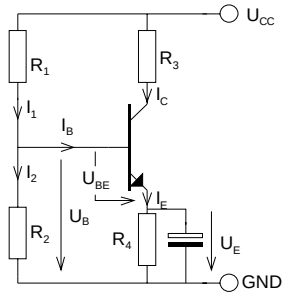
Auch hier sehen wir, dass wiederum I_{CB0} praktisch keinen Einfluss auf die Verschiebung des Arbeitspunktes hat, sondern nur ΔU_{BE} relevant ist.

Bemerkenswert ist aber bei einer Temperaturänderung von 10°K die Kollektor-Emitterspannung um ΔU_{CE}=3.578V. Bei einer Ruhespannung im Arbeitspunkt U_{CE}(1mA)=10V ist diese Abweichung immerhin 35.78%. Deshalb ist diese **Schaltung in jedem Fall unbrauchbar**.

3.4.7.3 Stabilisierung mit Emitterwiderstand (Gleichstromgegenkopplung)

Eine Temperaturerhöhung hat ein Ansteigen des Emitterstromes zur Folge. Legt man nun in die Emitterleitung einen Widerstand geeigneter Grösse, so fällt bei steigender Temperatur eine grössere Spannung ab, die der Basis-Emitterspannung entgegenwirkt. Man erhält also einen Regelmechanismus.

Diese Form der Arbeitspunktstabilisierung stellt in der Regel die beste Variante dar. Das Problem, dass aufgrund des Emitterwiderstandes die nutzbare Verstärkung herabgesetzt wird, kann durch Zuschalten eines Emitterkondensators behoben werden.



Grundsätzliche Zusammenhänge:

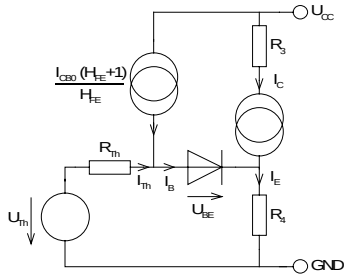
$$I_1 = \frac{U_{CC} - U_B}{R_2} = I_B + I_2$$

$$I_2 = \frac{U_B}{R_2}$$

$$U_B = R_4 \cdot I_E + U_{BE}$$

$$I_E = I_C + I_B = I_B(H_{FE} + 1)$$

Mit Berücksichtigung des Reststromes I_{CB0} erhalten wir den Kollektorstrom I_C:
Wir substituieren den Basisspannungsteiler mit einer Ersatzquelle nach Thévenin:



$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.30}$$

$$U_{Th} = \frac{U_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.31}$$

$$I_B = \frac{U_{Th} - U_{BE} - I_E R_4}{R_{Th}} + \frac{I_{CB0}(H_{FE} + 1)}{H_{FE}} \tag{3.32}$$

$$I_C = H_{FE} I_B \tag{3.33}$$

Wir erhalten als Resultat eine um I_{CB0} erweiterte Formel (2.8):

$$I_C = \frac{U_{Th} - U_{BE} + \frac{R_{Th}}{A} I_{CB0}}{R_{Th} + (H_{FE} + 1)R_4} H_{FE} \qquad U_{Th} = \frac{U_{CC} R_2}{R_1 + R_2} \quad R_{Th} = R_1 \| R_2 \tag{3.34}$$

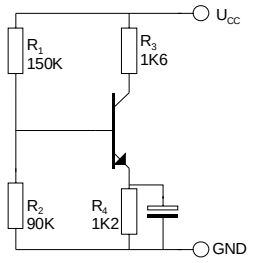
Mit A=1 wird die Temperaturdrift des Kollektorstromes und der Kollektor-Emitterspannung:

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{C \cdot H_{FE}}{R_{Th} + (H_{FE} + 1)R_4}(U_T + R_{Th} \cdot I_{CB0}) \tag{3.35}$$

U_T = Temperaturspannung
C = Temperaturkonstante

$$\frac{dU_{CE}}{dT} = -R_3 \frac{dI_C}{dT} \tag{3.36}$$

Beispiel 2.6**:**
Bestimmen Sie die Temperaturdrift der nachfolgenden Schaltung für einen Si-Transistor mit H_{FE}=200, I_{CB0}=1nA und dasselbe für einen Ge-Transistor mit H_{FE}=150, I_{CB0}=1uA:



Silizium: $C_{Si} = 0.071 \quad U_T = 0.026V$

$$R_{Th} = R_1 \| R_2 = 150K \| 90K = 56.25K\Omega$$

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{C \cdot H_{FE}}{R_{Th} + (H_{FE}+1)R_4}\left(U_T + R_{Th} \cdot I_{CB0}\right) = \frac{0.071 \cdot 200}{56.25 \cdot 10^3 + (200+1) \cdot 1200}\left(0.026 + 56.25 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-9}\right) = 1.24uA/K$$

$$\frac{dUCE}{dT} = -R_3 \frac{dI_C}{dT} = -1600 \cdot 0.35 \cdot 10^{-6} = -2mV/K$$

Germanium: $C_{Ge} = 0.049$

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{C \cdot H_{FE}}{R_{Th} + (H_{FE}+1)R_4}\left(U_T + R_{Th} \cdot I_{CB0}\right) = \frac{0.049 \cdot 150}{56.25 \cdot 10^3 + (150+1) \cdot 1200}\left(0.026 + 56.25 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6}\right) = 2.546uA/K$$

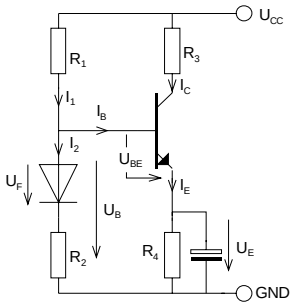
$$\frac{dUCE}{dT} = -R_3 \frac{dI_C}{dT} = -1600 \cdot 0.35 \cdot 10^{-6} = -4.07mV/K$$

Diese Form der Arbeitspunktstabilisierung ist sowohl für Silizium- wie auch Germanium-Transistoren geeignet. Aufgrund des Basisspannungsteiler wird die Schaltung unempfindlich gegenüber Exemplarstreuungen für H_{FE}. Nachteilig ist aber, dass der Eingangswiderstand durch den Spannungsteiler sinkt.

3.4.7.4 Stabilisierung mit Emitterwiderstand und Stabilisatordiode

Durch Zufügen einer Diode in den Basisspannungsteiler kann die Arbeitspunktstabilisierung weiter verbessert werden. Bei diesem Prinzip wird insbesondere der Änderung von U_{BE} entgegengewirkt. Bezüglich Reststrom I_{CB0} bringt diese Variante keine Verbesserung.

Die Diode muss aus dem gleichen Halbleitermaterial bestehen und thermisch eng mit dem Transistor gekoppelt sein.



Es gilt derselbe Ansatz wie in allen vorhergehenden Fällen.
Neu ist aber der Strom I_2:

$$I_2 = \frac{U_B - U_F}{R_2} \tag{3-37}$$

Wir erhalten die Kollektorstromänderung:

$$\frac{dI_C}{dT} = \frac{C\,H_{FE}}{R_{Th} + (H_{FE}+1)R_4}\left(\frac{R_2\,U_T}{R_1 + R_2} + \frac{R_{Th}}{A} I_{CB0}\right) \tag{3-38}$$

$U_{BE} = U_F$
$R_{Th} = R1 \| R2$
U_T = Temperaturspannung
C = Temperaturkonstante

Beispiel 2.7**:**
Wie gross wird die Temperaturdrift der Kollektor-Emitterspannung für die vorher gezeigte Schaltung?

$$\frac{\mathrm{d}I_C}{\mathrm{d}T} = \frac{C\,H_{FE}}{R_{Th} + (H_{FE}+1)R_4}\left(\frac{R_2\,U_T}{R_1+R_2} + \frac{R_{Th}}{A} I_{CB0}\right) =$$

$$= \frac{0.071 \cdot 200}{56.25K + (200+1)1200}\left(\frac{0.026 \cdot 90K}{240K} + \frac{56.25K}{0.99} 1 \cdot 10^{-9}\right) = 468nA/K$$

$$\frac{\mathrm{d}U_{CE}}{\mathrm{d}T} = -R_3 \frac{dI_C}{dT} = -1600 \cdot 468 \cdot 10^{-9} = -0.749mV/K$$

Der Einsatz einer Diode hat hier eine ca. dreifache Verbesserung der Temperaturdrift gebracht.

3.4.8 Abschätzen von Arbeitspunkten

Oftmals sollten in einer unbekannten Schaltung Ströme und Spannungen bestimmt werden. Besonders für Reparaturen mit mangelnden Schaltungsunterlagen ohne Messwerte, können die nachfolgenden Hinweise hilfreich sein. Es ist selbstverständlich, dass diese Methode nur ungefähre Aussagen liefert.

Vorgehen:
Da es sich um eine kreative Methode handelt, können nur grundsätzliche Hinweise gegeben werden.

1. Messwerte stellen Referenzpunkte dar. Ausgehend von diesen Werten werden die Grössen berechnet.

2. Für die Betrachtung gilt bei allen Transistoren ein I_B=0, d.h. $H_{FE} \rightarrow \infty$.

3. Abschätzen, welche Transistoren im aktiven Betrieb arbeiten, d.h. welcher Kollektorstrom im Ruhezustand fliesst. Eine sichere Aussage ist in komplexen Schaltungen oftmals schwierig.

4. Bei diesen Transistoren im aktiven oder durchgeschalteten Betrieb wird jeweils ein U_{BE} von 0.6..0.7V hingeschrieben.

5. Bei Transistoren im durchgeschalteten, gesättigten Betrieb wird U_{CE}=0V
   Bei Kleinsignal-Si-Dioden im Vorwärtsbetrieb wird 0.6V hingeschrieben.

Beispiel 2.8**:**
Bestimmen Sie alle Spannungen an den Transistoren bezüglich Masse!

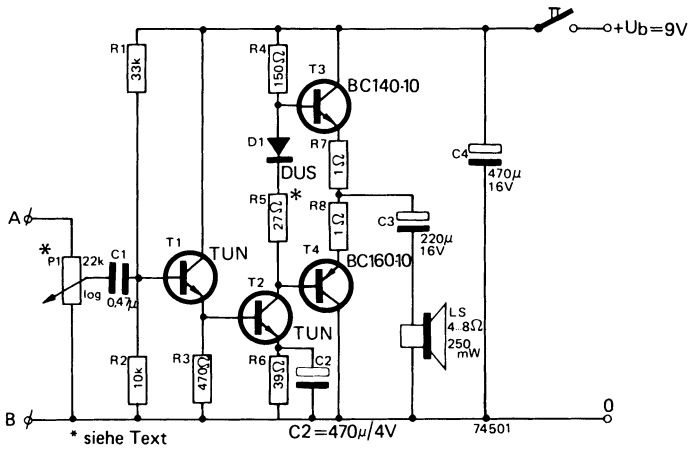


Bild 3.10: Schätzungen der Betriebsspannungen am Kleinleistungsverstärker.

TUN: Transistor Universal Silizium
DUS: Diode Universal Silizium

Quelle: Elektor, 300 Schaltungen, S. 103, 1979

Wir beginnen hier mit dem Basisspannungsteiler am Eingang und erhalten mit der Voraussetzung I_B=0 die Basisspannung für T_1 und die zugehörige Emitterspannung:

$$U_{BT1} = \frac{U_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{9 \cdot 10K}{33K + 10K} \frac{V\Omega}{\Omega} = 2.093V \approx 2.1V$$
$$U_{ET1} = U_{BT1} - U_{BE} = 2.1V - 0.6V = 1.5V$$

Nun werden analog die anderen Spannungen berechnet:

$$U_{BT2} = U_{ET1} = 1.5V$$
$$U_{ET2} = U_{BT2} - U_{BE} = 1.5V - 0.6V = 0.9V$$
$$I_{CT2} \approx \frac{U_{ET2}}{R_6} = \frac{0.9V}{39\Omega} = 23.07mA \approx 23mA$$
$$U_{BT3} = U_b - I_{CT2} \cdot R_4 = 9V - 0.023A \cdot 150\Omega = 5.55V \approx 5.6V$$
$$U_{ET3} = U_{BT3} - U_{BE} = 5.6V - 0.6V = 5V$$
$$U_{BT4} = U_{BT3} - U_F - I_{CT2} \cdot R_5 = 5.6V - 0.6V - 0.023A \cdot 27\Omega = 4.379 \approx 4.4V$$
$$U_{ET4} = U_{BT4} + U_{BE} = 4.4V + 0.6V = 5V$$

Da U_{ET4}=U_{ET3}, fliesst im Ruhezustand kein oder nur sehr wenig Strom durch die Endstufentransistoren (sog. Klasse B- Verstärker).

Die Schätzungen können durch Messwerte stark verbessert werden. Solche Zusatzinformationen sind in der Regel notwendig, wenn gleichstrommässige Rückführungen vorliegen:

Beispiel 2.9**:**

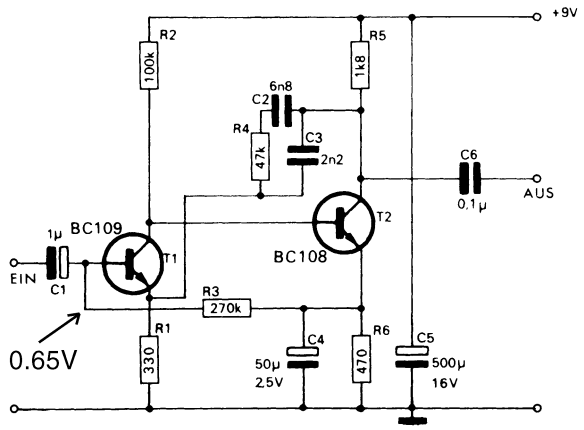


Bild 3.11: Schätzungen der Betriebsspannungen.

Für den Entzerrervorverstärker für magnetische Tonabnehmer werden die Spannungen geschätzt. Hier ist zusätzlich ein Messwert, z.B. U_{ET2} erforderlich.

Quelle: Elektor Jahrbuch 1970, S. 49

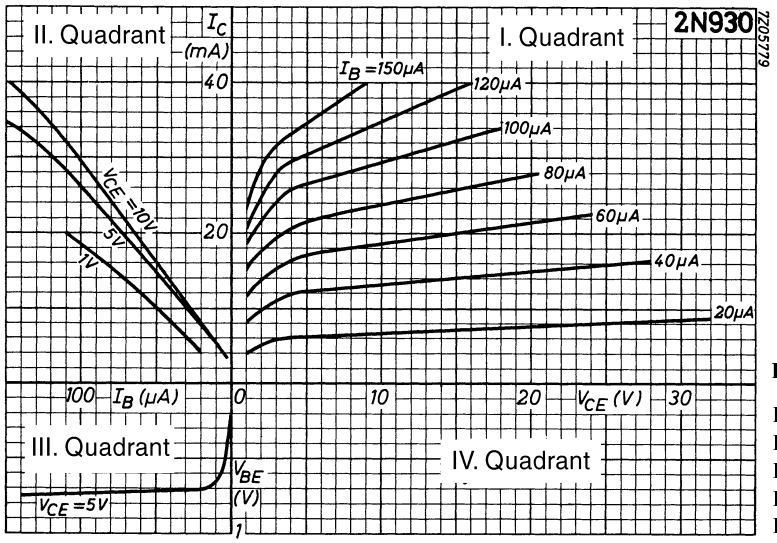
Wir erhalten folgende Spannungen bezüglich Masse:

	T_1	T_2
U_E	0.05V	0.65V
U_B	0.65V(Messwert)	1.25V
U_C	1.25V	6.5V

3.5 Transistorkennlinien

Transistorkennlinien beschreiben das Verhalten des Transistors in verschiedenen Arbeitspunkten I_C und bei verschiedenen Kollektor-Emitterspannungen U_{CE}. Modernere Datenbücher tendieren eher weg von der grafischen Beschreibung zu tabellierten Werten mit zugehörigen Umrechnungsformeln.

Besonders füher wurde das Vierquadranten-Kennlinienfeld zur grafischen Dimensionierung benutzt. Es erlaubt das Herauslesen von Kenndaten und erlaubt die Dimensionierung bei bekannten Lastverhältnissen des zugehörigen Arbeitspunktes und zeigt sofort den maximalen Austeuerbereich der Stufe.



Quelle: Philips Semiconductors Databook 1968, Part 3-4

Bild 3.12: Vierquadranten Kennlinienfeld der Emitterschaltung.

Kennlinien für den Transistor 2N930:
I. Quadrant: Ausgangskennlinien $I_C(U_{CE})$
II. Quadrant: Stromverstärkungskennlinien $I_C(I_B)$
III. Quadrant: Eingangskennlinienfeld $U_{BE}(I_B)$
IV. Quadrant: Spannungsrückwirkungs-Kennlinienfeld $U_{BE}(U_{CE})$ (häufig nicht eingezeichnet)

Die einzelnen Kennlinien werden hierbei aufgrund eines Parameters spezifiziert, z.B. I_B für die Ausgangskennlinie. Er wird jeweils für eine einzelne Kennlinie konstant gehalten. Technisch erfolgt mit Messung mit einem sog. Halbleiter-Kennlinienschreiber.

Aus den nichtlinearen Kennlinien kann durch Linearisierung für den jeweiligen Arbeitspunkt ein Satz Kleinsignalparameter bestimmt werden, die das Verhalten des Transistors beschreiben. Für Kleinsignalanwendungen ist diese Näherung genügend genau.

Bei der Betrachtung muss immer unterschieden werden:

Grosssignalbetrachtung:
Grosse Aussteuerung um den Arbeitspunkt. Kleinsignalparameter zeigen mehr oder weniger grosse Abweichungen.

Kleinsignalbetrachtung:
Kleine Aussteuerung um den Arbeitspunkt. Kleinsignalparameter liefern genügend genaue Resultate.

3.5.1 Ausgangskennlinienfeld

Es beschreibt den Kollektorstrom $I_C = f(U_{CE}, I_B)$, wobei U_{CE} das Argument darstellt und I_B Parameter ist. Der Begriff "Parameter" besagt, dass diese Grösse jeweils für eine Kennlinie konstant gehalten wird, während das Argument stetig variiert wird.

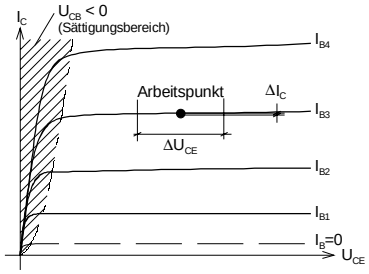


Bild 3.13: Ausgangskennlinienfeld für einen Transistor.

Das Bild zeigt als erste Kennlinie den Reststrom I_{CEO}, der bei I_B=0 fliesst. Die anderen Kennlinien verkörpern $I_C(U_{CE})$ nach steigendem, konstantem Parameter I_B.

Der steil abfallende Bereich stellt den Sättigungsbereich dar ($U_{CB} < 0$). Wir erkennen hier kleine differenzielle Ausgangswiderstände. Sie liegen in der Grössenordnung von einigen Ω bis einige mΩ bei Leistungstransistoren. Der Sättigungsbereich ist nur für den Betrieb des Transistors als Schalter interessant. Beim Einsatz des Transistors als Verstärker interessiert nur der Abschnürbereich (Bereich ausserhalb der Sättigung)

3.5.1.1 Differenzieller Ausgangsleitwert h_{22e}

Der differenzielle Ausgangsleitwert der Emitterschaltung h_{22e} ist durch den Grenzwert definiert:

$$h_{22e} = \left.\frac{dI_C}{dU_{CE}}\right|_{I_B=const} \approx \left.\frac{\Delta I_E}{\Delta U_{CE}}\right|_{I_B=const} \tag{3.39}$$

Er beschreibt als inverse Grösse den wechselstrommässigen Ausgangswiderstand des Transistors. Allerdings ist h_{22e} für den gesamten Ausgfangswiderstand der Schaltung eine kleine Einflussgrösse.

Der differenzielle Ausgangsleitwert nimmt mit steigendem Kollektorstrom I_C, sowie kleinem U_{CE}, stark zu. Für den Transistor BC108B liegen typsiche Werte für h_{22e} im 10..100uS-Bereich:

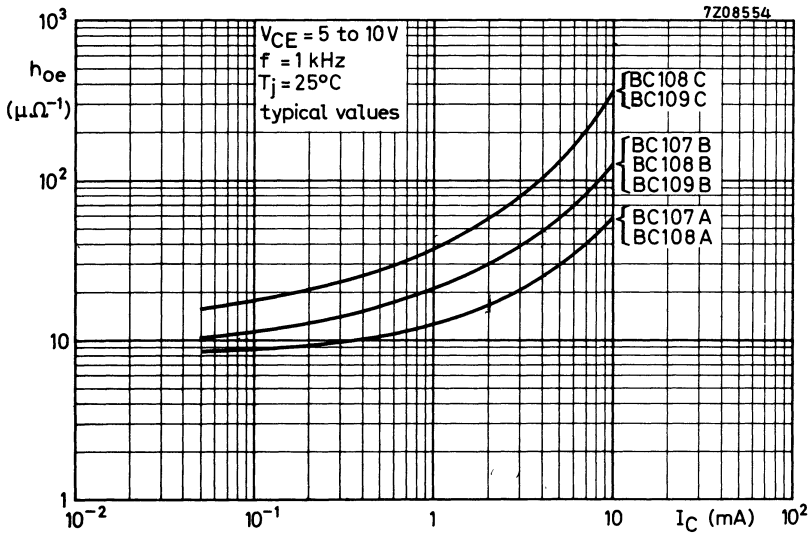


Bild 3.14: Differenzieller (wechselstrommässiger) Ausgangsleitwert.

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

3.5.2 Wechselstromverstärkung h_{21e}

Im Gegensatz zur Gleichstromverstärkung H_{FE} beschreibt die differenzielle Stromverstärkung die wechselstrommässige Stromverstärkung h_{21e} (auch β oder h_{fe} genannt) der Emitterschaltung:

$$h_{21e} = \beta = h_{fe} = \left.\frac{dI_C}{dI_B}\right|_{U_{CE}=const} \approx \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=const} \tag{3.40}$$

Die differenzielle Stromverstärkung liegt etwa in der gleichen Grössenordnung wie die Gleichstromverstärkung, wobei aber h_{21e} in der Regel etwas höher ist (ca. 10%-25%). Typischerweise wird sie bei er Messfrequenz von 1kHz gemessen.

In den Datenblättern wird die Kurzschluss-Stromverstärkung h_{21e} beim H-Parameterkennliniensatz als Grafik aufgeführt:

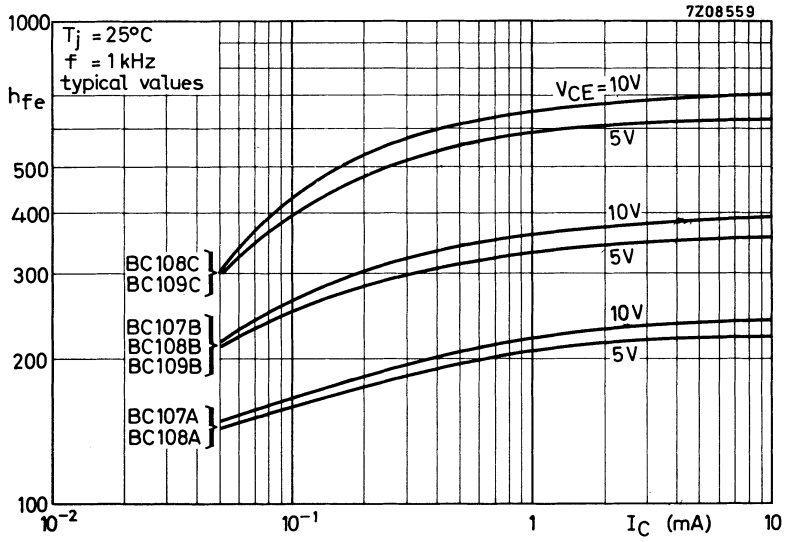


Bild 3.15: Differentielle Stromverstärkung h_{fe} (Wechselstromverstärkung)

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

3.5.3 Eingangswiderstand h_{11e}

Man definiert den wechselstrommässigen Eingangswiderstand h_{11e}:

$$h_{11e} = \left.\frac{dU_{BE}}{dI_B}\right|_{U_{CE}=const} \approx \left.\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}\right|_{U_{CE}=const} \qquad (3.41)$$

Differenzieller Eingangangswiderstand h_{11e}

Der Eingangswiderstand wird mit zunehmendem Basisstrom kleiner. Der minimale Eingangswiderstand liegt wegen der Bahnwiderstände aber etwas über dem theoretischen Wert der BE-Diode.

Typische Werte für den Eingangswiderstand sind den BC107B im kΩ-Bereich:

In den Datenblättern wird normalerweise der Eingangswiderstand h_{ie} in Form einer Kennlinie spezifiziert:

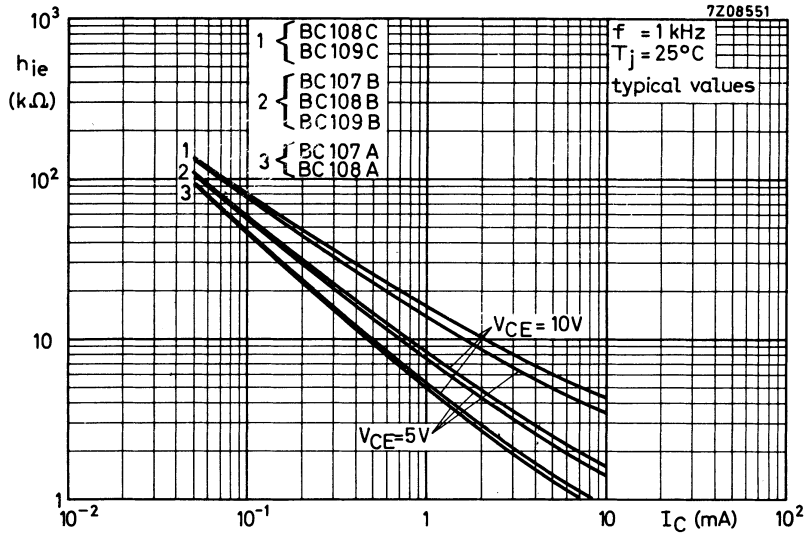


Bild 3.16: Differentieller Kurzschluss-Eingangswiderstand h_{11e} (Wechselstrommässiger Eingangswiderstand)

Quelle:
Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

Der Eingangswiderstand h_{11e} kann für die Praxis vielfach näherungsweise berechnet werden, indem die Basis-Emitterdiode als normale Shockley-Diode betrachtet wird. Wir erhalten dann:

$$h_{11e} = r_{BE} \approx \frac{U_T}{I_B} \qquad (3.42)$$

Näherung für den differenziellen Eingangswiderstand h_{11e}

Diese Näherung vernachlässigt die Bahnwiderstände. Bei einem BC107 liegt der Basis-Bahnwiderstand in dr Grössenodrnung von etwa 450Ω.

Beispiel 2.10**:**
Für einen Leistungstransistor mit H_{FE}=45 soll bei I_C=5A der Eingangswiderstand h_{B11e} näherungsweise bestimmt werden.

$$h_{11e} \approx \frac{U_T}{I_B} = \frac{U_T H_{FE}}{I_C} = \frac{0.026 \cdot 45}{5} = 0.234\Omega$$

Für Leistungstransistoren mit kleiner Stromverstärkung sind so kleine Eingangswiderstände normal.

3.5.4 Spannungsrückwirkung h_{12e}

Die Spannungsrückwirkung beschreibt, wie sich eine Spannungsänderung am Ausgang auf den Eingang auswirkt. Die Spannungsrückwirkung ist in der Praxis meist klein. Sie kann schaltungstechnisch stark erhöht oder erniedrigt werden.

Wird eine Betrachtung unter Vernachlässigung von Rückwirkungseffekten durchgeführt, spricht man von einer unilateralen Betrachtung.

Hält man nun den Basisstrom konstant, erhalten wir die Definition der differenziellen Spannungsrückwirkung h_{12e} der Emitterschaltung:

$$h_{12e} = \left.\frac{dU_{BE}}{dU_{CE}}\right|_{I_B=const} \approx \left.\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}\right|_{I_B=const} \tag{3.43}$$

Die Spannungsrückwirkung wird vom Transistorhersteller als h_{12e}-Parameter spezifiziert und bezüglich des Kollektorstromes aufgetragen.

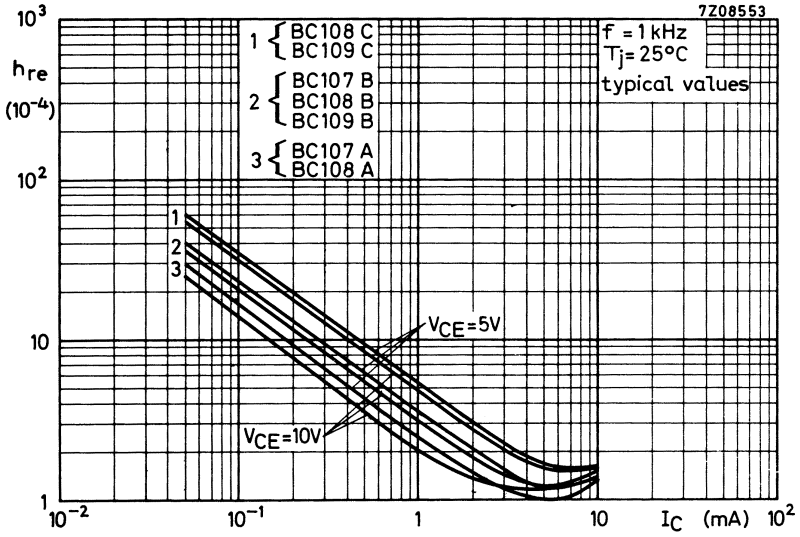


Bild 3.17: Differentielle Spannungsrückwirkung h_{12e}

Quelle: Philips, Semiconductor Databook 3-4, 1968

Vom Wert her gesehen, ist die Spannungsrückwirkung relativ klein, wie das folgende Beispiel zeigt.

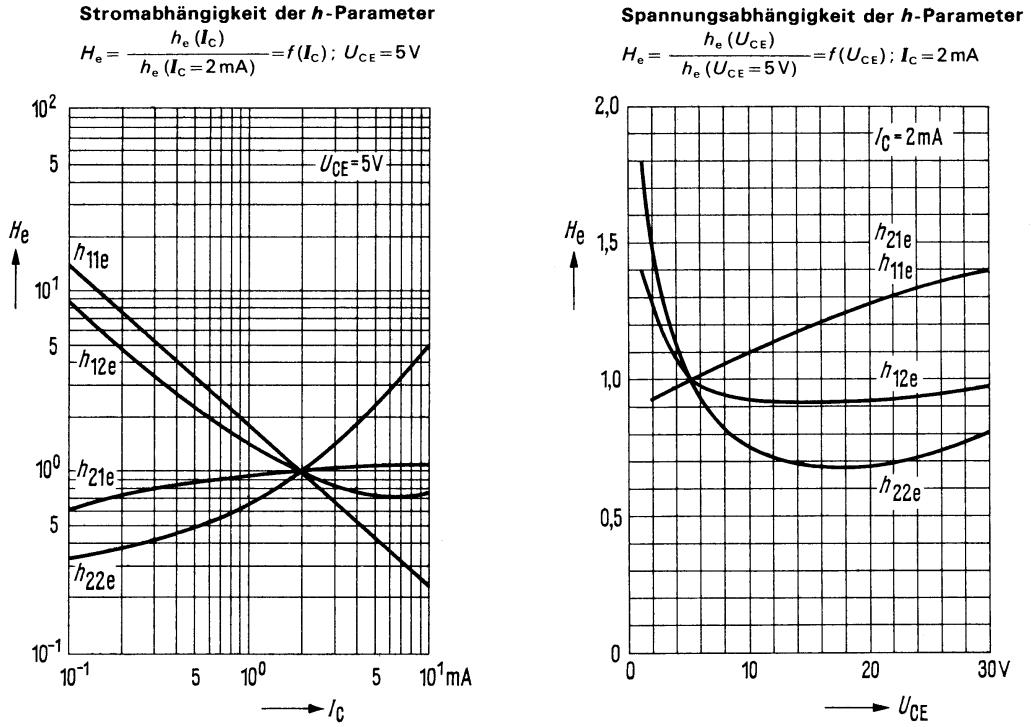
Beispiel 2.11**:**
Wie gross wird die Eingangsspannungsänderung ΔU_{BE} bei einem Transistor BC108B, wenn die Spannung am Ausgang um 5V ändert, bei einem Arbeitspunkt I_C=2mA?

$$\Delta U_{BE} = h_{12e} \cdot \Delta U_{CE} = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 5 = 1mV$$

Bei hohen Frequenzen erfolgt die Rückwirkung hauptsächlich aufgrund der Sperrschichtkapazität der Basis-Kollektordiode, wie wir in den entsprechenden Transistormodellen sehen werden.

3.5.5 Umrechnung von H-Parameter für andere Arbeitspunkte

Besonders in neueren Datenbüchern werden *H*-Parameter werden in Datenblätter oft nur für bestimmte Arbeitspunkte und Kollektor-Emitterspannungen spezifiziert. Aufgrund des prinzipiellen Verlaufes können aber die Parameter ohne grossen Fehler für andere Betriebsbedingungen umgerechnet werden. Die Umrechnung erfolgt durch Anwenden eines Korrekturfaktors.



Quelle: Siemens Datenbuch Transistoren, 1980/81

Bild 3.18: Umrechnungfaktoren für H-Parameter bezüglich anderer Arbeitspunkte.

Der Einfluss von U_{CE} auf den Parametersatz ist eher klein und wird in Praxis häufig vernachlässigt.

Beispiel 2.12**:**
Für einen Transistor wird h_{12e}=5 · 10^{-4} bei 2mA angegeben. Bestimmen Sie h_{12e} bei I_C=1mA!

$$h_{12(1mA)} = H_e \cdot h_{12e(2mA)} = 1.5 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 7.5 \cdot 10^{-4}$$

Beispiel 2.13**:**
Bestimmen Sie den differenziellen Ausgangsleitwert h_{22e} bei U_{CE}=20V, wenn $h_{22e}=10 \cdot 10^{-6} S$ bei U_{CE}=10V:

$$h_{22e(5V)} = \frac{1}{H_{e1}} h_{22e(10V)} = \frac{1}{0.75} 10 \cdot 10^{-6} S = 13.3333 \cdot 10^{-6} S$$

$$h_{22e(20V)} = H_{e2} h_{22e(5V)} = 0.69 \cdot 13.333 \cdot 10^{-6} S = 9.12 \cdot 10^{-6} S$$

3.5.6 Konstruktion der Lastgeraden

Bei der grafischen Dimensionierung wird die Lastkennlinie direkt in das Ausgangskennlinienfeld eingetragen. Sie dient zur Festlegung des geforderten Arbeitspunktes, also als Grundlage für die Dimensionierung der Widerstände. Weiter können Optimierungen bezüglich Grosssignalverhalten, etc. und Aussteuergrenzen erkannt werden.

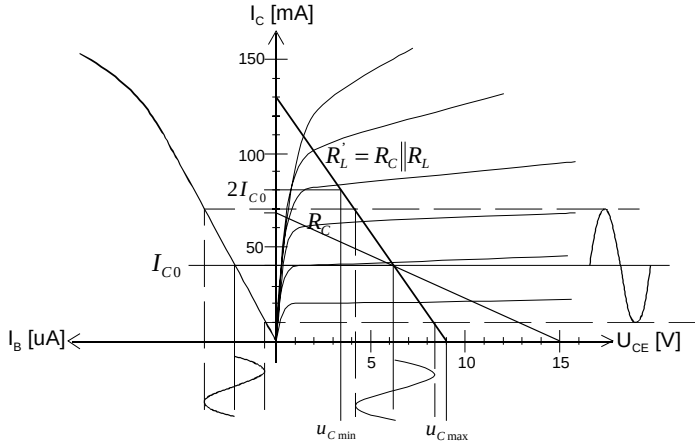


Bild 3.19: Konstruktion der wechseltrommässig aktiven Lastgraden $R_C \| R_L$ im Ausgangskennlinenfeld.

Die Stromverstärkung und die Aussteuergrenzen können aus der Grafik sofort abgelesen werden.

Die Lastkennlinie verkörpert die Steigung der aktiven Last für die Stufe. Sie ist immer negativ steigend.

Mit Hilfe der Lastkennlinie können verschiedene Grössen der Verstärkerstufe aus dem Diagramm gelesen werden:

- Bestimmen der ungefähren Stufenstromverstärkung
- Bestimmen des verzerrungarmen Aussteuerbereiches (Fenstergrösse).
- Erkennen der Grenzwerte für U_{CE}, I_{Cmax} und Verlustleistung

Die grafische Methode bietet vor allem bei der Entwicklung von Leistungsverstärkern Hilfe um die optimale Lastgerade oder Arbeitspunkt bezüglich maximaler Leistungsverstärkung oder maximale Ausgangsleistung zu bestimmen.

3.5.6.1 Vorgehen:

Das nachfolgende Vorgehen ist allgemein gültig für reelle Lastwiderstände.

Gleichstrom-Lastgerade:

1. Der Schnittpunkt der Lastgeraden mit der U_{CE}-Achse ergibt sich immer bei I_C=0, d.h. U_{CE}=U_{CC}.
2. Der Schnittpunkt mit der I_C-Achse ergibt sich bei U_{CE}=0, d.h. I_C=U_{CC}/R_C.

Wechselstrom-Lastgerade

1. Wechselstrommässig relevanter Lastwiderstand R_L' bestimmen ($R_C//R_L$, C wirkt als Kurzschluss)
1. Schnittpunkt mit U_{CE}-Achse:

$$u_{CE\max} = R_L' I_{C0} + U_{C0} \quad (3.44)$$

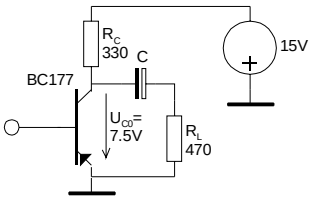
Schnittpunkt mit I_C-Achse: $$i_{C\max} = I_{C0} + \frac{U_{C0}}{R_L'} \quad (3.45)$$

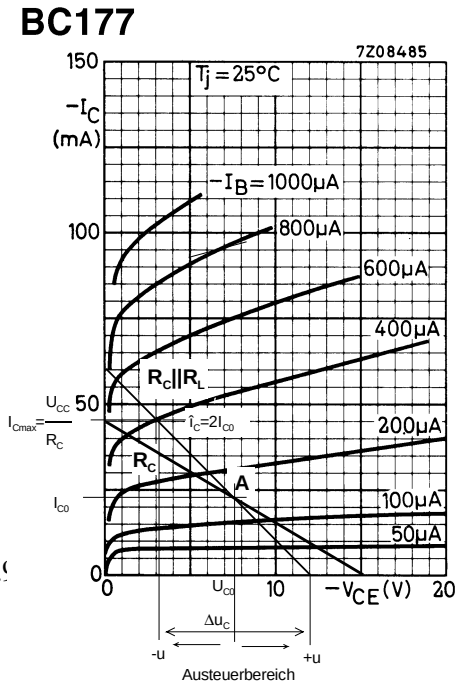
I_{C0}: Arbeitspunkt(Kollektorstrom)
U_{C0}: U_{CE} im Arbeitspunkt
i_{Cmax}: Kollektorspitzenstrom bei Aussteuerung
u_{Cmax}: Kollektor-Emitterspitzenspannung bei Aussteuerung.

3.5.6.2 Beispiele zu Konstruktion der Lastgeraden

Beispiel 2.14**:**
Zeichnen Sie die gleichstrommässig und die wechselstrommässig aktive Lastgerade in das Ausgangskennlinienfeld ein!

Schaltung:





$$I_{C\max} = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{-15V}{330\Omega} = -45.45mA$$

$$U_{CE\max} = -15V$$

$$U_{C0} = R_C\left(I_{C\max} - I_{C0}\right)$$

$$\rightarrow I_{C0} = I_{C\max} - \frac{U_{C0}}{R_C} = -45.45mA - \frac{-7.5V}{330\Omega} = -22.72mA$$

$$R_L^{'} = R_C \| R_L = 330\Omega \| 470\Omega = 193.9\Omega$$

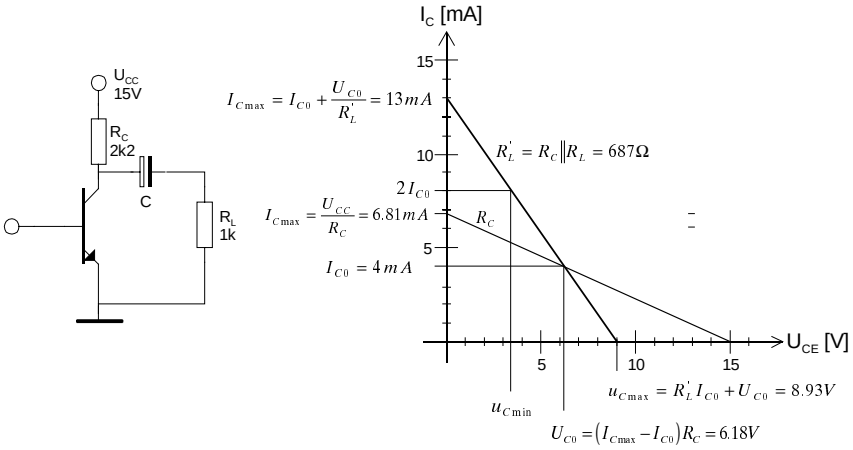
$$u_{CE\max} = R_L^{'} I_{C0} + U_{C0} = 193.9\Omega \cdot (-22.72)mA + (-7.5)V = -11.$$

$$i_{C\max} = I_{C0} + \frac{U_{C0}}{R_L^{'}} = -22.72mA + \frac{-7.5V}{193.9\Omega} = -61.4mA$$

Der Aussteuerbereich verkörpert die maximal mögliche Wechselstrom-Ausgangsspannung. Der nutzbare Kollektorspitzenstrom beträgt bestenfalls $2I_{C0}$. Wird die Aussteuerung erhöht, werden die negativen Halbwellen begrenzt. Ebenso wird die positive Halbwelle deformiert, weil man in die Sättigung läuft.

Ziel ist also den Arbeitspunkt und Kollektorwiderstand so zu wählen, dass man einen möglichst grossen Aussteuerbereich hat. Eine andere Forderung könnte eine möglichst steile Lastgerade sein, damit man einen grossen Verstärkungsfaktor erzielt.

Beispiel 2.15**:**
Bestimmen Sie den Aussteuerbereich der folgenden Schaltung bezüglich des Arbeitspunktes I_C=4mA:



$$\Delta u_C = 2\left(R_L^{'} I_{C0}\right) = 2 \cdot 687\Omega \cdot 4mA = 5.5V$$

Wir werden nachfolgend Methoden kennen lernen, um den Kollektorwiderstand und Arbeitspunkt so zu bestimmen, dass er für eine gesuchte Grösse optimal wird.

3.5.7 Erlaubter Arbeitsbereich (Safe Operating Area, SOAR)

Beim Konstruieren der Lastgeraden ist darauf zu achten, dass die Grenzen für I_C, U_{CE0} und P_V nirgendwo überschritten werden. Diese Vorgaben beschreiben einen erlaubten Arbeitsbereich (Safe Operating Area, SOAR). Bei Leistungstransistoren ist die SOAR in Form einer Grafik vorgegeben:

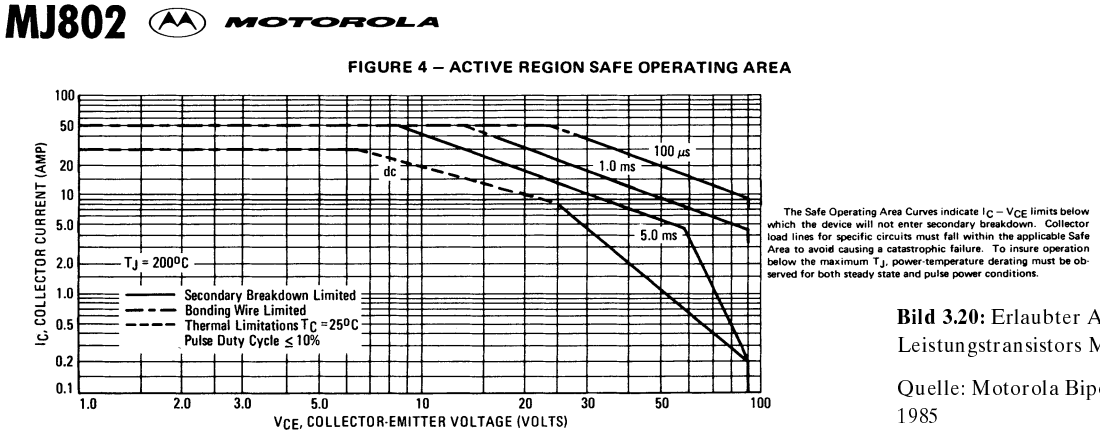


Bild 3.20: Erlaubter Arbeitsbereich (SOAR) eines Leistungstransistors MJ802.

Quelle: Motorola Bipolar Power Transistor Data 1985

Innerhalb der SOAR kann der Transistor problemlos betrieben werden. Die DC-SOAR darf im Impulsbetrieb gemäss Diagramm kurzzeitig überschritten werden, z.B. wenn der Transistor als Schalter arbeitet.
Beim Betrieb des Transistors an einer komplexen Last wird die "Lastgerade" zu einer Ellipse. Hierbei muss die gesamte Ellipse innerhalb der SOAR bleiben.

Ein Betrieb ausserhalb der SOAR hat normalerweise eine Zerstörung des Transistors zur Folge. Die Begrenzungen der SOAR sind durch folgende Sachverhalte gegeben:

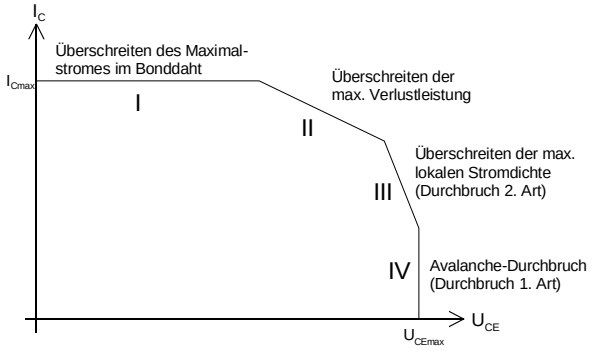


Bild 3.21: Kriterien für die Begrenzungen des erlaubten Arbeitsbereiches (SOAR)

I:
Der max. Kollektorstrom wird durch die max. Stromdichte in den Anschlussdrähten (Bondung) begrenzt. Wird der Strom überschritten, schmelzen diese Anschlussdrähte durch. In diesem Bereich wird die max. thermische Verlustleistung nicht erreicht.

II:
Der max. Kollektorstrom wird durch die max. therm. Verlustleistung begrenzt. Die max. therm. Verlustleistung ist durch den Wärmewiderstand gegeben und gehorcht der Gleichung $P_V = U_{CE} \cdot I_C$. In der doppelt logarithmischen Darstellung erscheint der Verlustleistungshyperbel als Gerade mit einer bestimmten Steigung.

III:
Der Kollektorstrom wird durch die maximale lokale Stromdichte begrenzt. Bei grossen Verlustleistungen und dementsprechender Erwärmung des Kristalls erfolgt kein homogener Stromfluss, sondern erfolgt bevorzugt örtlich in kleinen Zonen (sog. Hot Spots). Das hat zur Folge, dass lokal die Stromdichte überschritten werden kann, ohne dass die rechnerische max. Verlustleistung überschritten wird. Dieser Effekt wird Durchbruch 2. Art (Second Breakdown) genannt.

IV:
Ein Überschreiten der maximalen Kollektor-Emittersperrspannung hat zur Folge, dass ein Lawinendurchbruch an der Kollektor-Basissperrschicht erfolgt. Da der Lawinendurchbruch schlagartig erfolgt, darf diese Maximalspannung auch nicht kurzzeitig überschritten werden.

3.5.7.1 Lastkennlinie für maximale Ausgangsleistung

Wird die Verstärkerstufe bezüglich maximaler Ausgangsleistung dimensioniert, muss der für den Transistor aktive Lastwiderstand so bestimmt werden, dass die Lastgerade den Verlustleistungs-hyperbel P_V gerade tangiert.

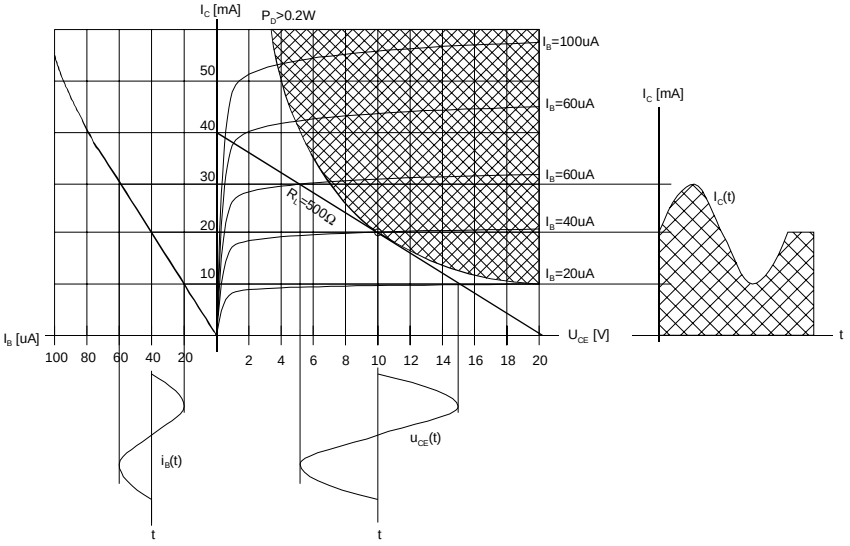


Bild 3.22: Optimierung der Lastgerade für maximale Ausgangsleistung .

Die Lastgerade tangiert den Verlustleistungshyperbel.

Der Arbeitspunkt I_{C0} ist dafür so einzustellen, dass er in die Mitte des aussteuerbaren Bereiches fällt. Die obere Grenze für die Kollektor-Emitterspannung ist durch I_C=0 , d.h. u_{CEmax}=U_{CC} gegeben. Daraus folgt, dass die Kollektor-Emitterspannung im Arbeitspunkt:

$$U_{CE0} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{2} \approx \frac{U_{CC}}{2} \qquad \begin{array}{l} U_{CE0}\text{:Kollektor} - \text{Emitterspannung im Arbeitspunkt} \\ U_{CEsat}\text{:Kollektor} - \text{Emitter} - \text{Sättigungsspannung (0.1V..1V)} \end{array} \tag{3.46}$$

Ein Transistorverstärker, dessen Arbeitspunkt genau in der Mitte des aussteuerbaren Bereiches liegt, nennt man einen Klasse-A Verstärker. Anders als ein sog. Klasse-B Verstärker bei dem der Arbeitspunkt an der unteren Aussteuergrenze liegt. Eine solche Verstärkerstufe verstärkt dann nur eine Halbwelle des Aussteuersignales.

Bezüglich Verlustleistung gilt im Arbeitspunkt ohne Aussteuerung:

$$P_{V0} = U_{CE0} \cdot I_{C0} = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{4R_C} \approx \frac{U_{CC}^2}{4R_C} \tag{3.47}$$

Damit wird bei einer gegebenen Verlustleistung der Lastwiderstand R_C:

$$R_C = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{4P_V} \approx \frac{U_{CC}^2}{4P_V} \tag{3.48}$$

Beispiel 2.16**:**
Bestimmen Sie den Kollektorwiderstand, wenn die Grenzverlustleistung P_V=75W nicht überschritten werden soll. Wie gross wird die Ausgangsleistung PA wenn die Stufe sinusförmig voll ausgesteuert wird?

$$R_L = \frac{U_{CC}^2}{4P_V} = \frac{30^2}{4 \cdot 75}\frac{VV}{VA} = 3\Omega$$

Den Effektivwert der Ausgangsleistung bestimmten wir nach bekannten formalen Zusammenhängen der Elektrotechnik:

$$P_A = \frac{u_{C\max}}{\sqrt{2}}\frac{i_{C\max}}{\sqrt{2}} = \frac{u_{C\max} \cdot i_{C\max}}{2} = \frac{30 \cdot 10}{2}\frac{VA}{1} = 150W$$

resp.

$$P_A = \frac{i_{C\max}{}^2 \cdot R_L}{2} = \frac{100 \cdot 3}{2}\frac{A^2V}{A} = 150W$$

Grafisch wird zuerst die 75W-Hyperbelkurve in das Ausgangskennlinienfeld eingezeichnet. Anschliessend wird der Arbeitspunkt bei U_{C0} bei U_{CC}/2 fixiert und eine Gerade vom Punkt U_{CC},0 als Tangente an P_V bis zur I_C-Achse gezogen. Die Tangente berührt bei U_{CC}/2 die P_V-Hyperbel:

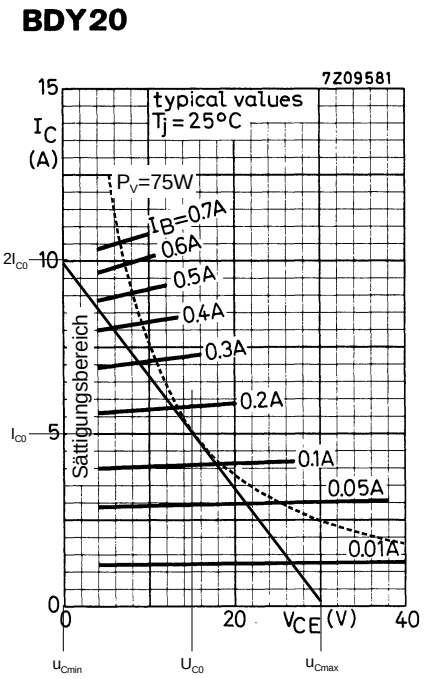


Bild 3.23: Optimierte Lastgerade für P_V=75W.

Quelle: Philips, Databook Silicon Transistors, 1968

In der Praxis ist es unrealistisch anzunehmen, dass die Stufe bis u_{Cmin} ausgesteuert werden kann. Unterhalb von ca. U_{CE}=4V erfolgt ein Abknicken der Kennlinien, was eine Verzerrung des Ausgangssignals zur Folge hat. Deshalb sollte die Sättigung berücksichtigt werden. Dies ist auch der Grund, wieso die Ausgangskennlinien für U_{CE} < 4V in einer separaten Grafik aufgeführt werden.

3.6 Gleichstromtransistormodelle

Für viele Betrachtungen genügt das einfache DC-Transistormodell aus Kapitel 2.4.4. Es berücksichtigt aber nur die Basis-Emitterspannung U_{BE} und die Stromverstärkung H_{FE}.

Es existieren zahlreiche weitere Modelle, welche mit unterschiedlichem Aufwand das Verhalten des Transistors beschreiben. Als Standardmodell ist aber sicher das sog. Ebers-Moll-Transistormodell zu nennen.

3.6.1 Ebers-Moll-Modell

Dieses Modell wurde von J.J. Ebers und J.L. Moll entwickelt. Es verkörpert das allgemeine DC-Modell des Transistors und deckt alle Arbeitsbereiche des Transistors ab. Somit eignet es sich auch für Grosssignalanwendungen und wird vorzugsweise in Anwendungen des Transistors als Schalter verwendet. Obwohl aus diesem Modell auch dynamische Grössen entwickelt werden können, spricht man hier von einem statischen Modell, da es keine Kapazitäten berücksichtigt.

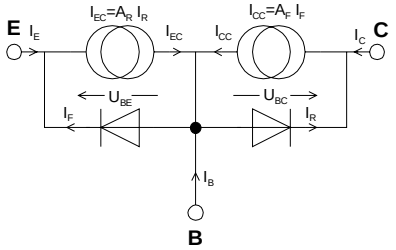


Bild 3.24: Ebers-Moll-Transistormodell.

Es beschreibt das DC-mäßige Verhalten für alle Arbeitsbereiche.

Der Stromfluss wird hier mittels Exponentialfunktionen beschrieben. Dabei gelten die Gesetzmässigkeiten:

$$I_C = A_F \cdot I_{ES}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1\right) \tag{3.49}$$

$$I_E = -I_{ES}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) + A_R \cdot I_{CS}\left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1\right) \tag{3.50}$$

$$I_B = -\left(I_C + I_E\right) \tag{3.51}$$

A_R und A_F sind die Vorwärts- und Rückwärtsstromverstärkungsfaktoren für die Basisschaltung. Für die gesteuerten Stromquellen erzeugten beschriebenen Ströme gilt:

$$I_F = \frac{I_{CC}}{A_F} \tag{3.52}$$

$$I_R = \frac{I_{EC}}{A_R} \tag{3.53}$$

$$I_{CC} = A_F \cdot I_{ES}\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) = A_F \cdot I_F \tag{3.54}$$

$$I_{EC} = A_R \cdot I_{CS}\left(e^{\frac{U_{BC}}{U_T}} - 1\right) = A_R \cdot I_R \tag{3.55}$$

Zur Anschauung für die Grössenordnung der Werte sind nachfolgend zwei Beispiele von Si-Transistoren aufgeführt. (Das Zahlenmaterial entstammt aus [5], S.91)

Typ		2N916 (Si-NPN, 360mW)	2N1016 (Si-NPN, 150W)
A_F		0.9892	0.9896
A_R		0.2593	0.8333
I_{ES}	[mA]	$4.95 \cdot 10^{-12}$	$2.73 \cdot 10^{-7}$
I_{CS}	[mA]	$1.93 \cdot 10^{-10}$	$8.76 \cdot 10^{-7}$

Anmerkung:
Für die Sättigungssperrströme I_{ES}, I_{CS} *können nicht* die Kennwerte I_{SE} und I_{SC} der PSpice Bibliothek benutzt werden. Grund: PSpice benutzt zur Berechnung ein anderes Modell (sog. Gummel-Poon-Modell), das die Variation der Stromverstärkung erlaubt. Die Steilheit des Stromanstieges wird dann über mehrere Faktoren (*NC, NF, NR* und *NE)* beschrieben.

Normalerweise werden die Parameter für Basisschaltungen nicht zur Modellierung verwendet. Stattdessen werden ihre Äquivalente der Emitterschaltung benutzt:

$$B_F = \frac{A_F}{1 - A_F} \qquad B_R = \frac{A_R}{1 - A_R} \tag{3.56}$$

3.7 Wechselstrommässiges Verhalten des Transistors

Auf der Basis einer durchgeführten Gleichstromdimensionierung der Verstärkerstufe kann nun eine wechselstrommässige Dimensionierung erfolgen. Sie beinhaltet folgende Betrachtungen:

- Festlegen der Verstärkungsfaktoren: Stromverstärkung v_i, Spannungsverstärkung v_u
- Ein- und Ausgangswiderstände der Stufe
- Koppelkondensatoren und daraus resultierende Grenzfrequenzen

Wir betrachten in dieser Einführung ausschliesslich das wechselstrommässige Verhalten an Kleinsignalverstärker im niederfrequenten Bereich. Für diese Betrachtung ist im Regelfall keine komplexe Rechnung erforderlich.

Auch hier erfolgt die Untersuchung und Begründung indem geeignete Ersatzschaltbilder (Modelle) für das wechselstrommässige Verhalten verwendet werden.

Zur Untersuchung kennt man auch hier zahlreiche AC-Modelle. Sie unterscheiden sich von den DC-Modellen im Wesentlichen, dass sie die entsprechenden Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten berücksichtigen.

Hybrid-Parameter-Modell (H-Parameter):
Kleinsignalmodell, das auf der Vierpoltheorie aufbaut. Es werden die wechselstrommäßigen Ein- und Ausgangswiderstände, Stromverstärkung und Rückwirkung berücksichtigt.
In der Regel werden aber keine Kapazitäten berücksichtigt. Für Kleinsignalanwendungen im Niederfrequenzbereich (< 100kHz) liefert es in der Regel gute Resultate.

Hybrid-π-Modell
Einfaches Kleinsignalmodell, das das wechselstrommässige Verhalten in einem Arbeitspunkt wechselstrommässig beschreibt. Meist werden die Kollektor-Basis-Kapazität und die Basis-Emitter-Kapazität berücksichtigt.
Charakteristisch ist, dass dieses Modell den Kollektorstrom als Funktion der Basis-Emitterspannung beschreibt, also mit einer **Steilheit** $g_m = i_C(u_{be})$, anstatt mit einem Stromverstärkungsfaktor h_{fe}.

3.7.1 Hybrid-Parameter Modell (H-Parameter)

H-Parameter erlauben mit einer einfachen Theorie (Matrizenrechnung) eine saubere Berechnung des Kleinsignalverhaltens gesamter Schaltungen. Sie beschreiben das Kleinsignalverhalten des Transistorvierpols mit Hilfe eines idealisierten Modells:

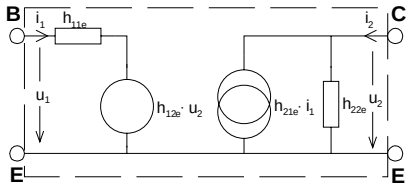


Bild 3.25: Hybrid-Parameter-Modell eines Bipolartransistors.

Das Kleinsignalverhalten im Arbeitspunkt wird mit einem Satz H-Parameter beschrieben.

Das Modell unterstellt eine lineare Abhängigkeit zwischen den vier Grössen i_1, i_2, u_1, und u_2. Sie können durch Hybrid-Gleichungen dargestellt werden:

$$u_1 = h_{11e} \cdot i_1 + h_{12e} \cdot u_2$$
$$i_2 = h_{21e} \cdot i_1 + h_{22e} \cdot u_2 \qquad (3.57)$$

Hybrid-Gleichungen

Die H-Parameter werden für den Transistor durch den Hersteller spezifiziert und für Emitterschaltung in den Datenblätter angegeben.

In Analogie zu unseren Betrachtungen zu den dynamischen Widerständen und Stromverstärkung gilt:

$$h_{11e} = h_{ie} = r_{BE} \qquad (3.58)$$
$$h_{21e} = h_{fe} = \beta \qquad (3.59)$$
$$h_{22e} = h_{oe} = \frac{1}{r_{CE}} \qquad (3.60)$$

Für andere Grundschaltungen (Basis-, Kollektorschaltung) sind die H-Parameter umzurechnen:

Basisschaltung:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{11e}}{1 + h_{12e}} \quad \text{(Vereinfachung, wenn } h_{12e} << h_{21e} \text{ und } \Delta h_e << h_{12e}\text{)} \qquad (3\text{-}61)$$
$$h_{12b} = \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}} \qquad (3\text{-}62)$$
$$h_{21b} = \frac{h_{21e} - \Delta h_e}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{-h_{21e} - \Delta h_e}{1 + h_{21e}} \qquad (3\text{-}63)$$
$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}} \qquad (3\text{-}64)$$

Kollektorschaltung:

$$h_{11c} = h_{11e} \qquad (3\text{-}65)$$
$$h_{12c} = 1 - h_{12e} \approx 1 \qquad \text{(wenn } h_{12e} << 1\text{)} \qquad (3\text{-}66)$$
$$h_{21c} = -1 - h_{21e} \approx -h_{21e} \qquad \text{(wenn } h_{21e} >> 1\text{)} \qquad (3\text{-}67)$$
$$h_{22c} = h_{22e} \qquad (3\text{-}68)$$

3.7.2 Bestimmung der Betriebskenngrössen einfacher Verstärkerschaltungen

Wir leiten nachfolgend einen Formelsatz her der, beruhend auf H-Parameter, systematisch das wechselstrommässige Verhalten einer Verstärkerstufe beschreibt.

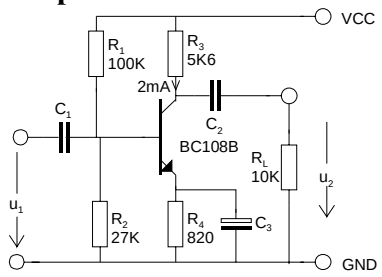
3.7.2.1 Emitterschaltung

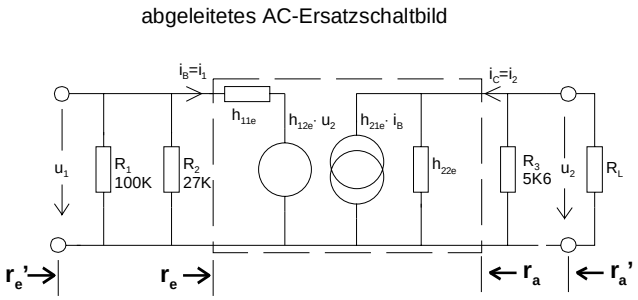
Auch hier werden, ausgehend vom Gesamtschema, ein AC-Ersatzschaltbild mit den wechselstrommässig aktiven Komponenten entwickelt. Der Transistor wird dabei durch ein das H-Parametermodel ersetzt.

3.7.2.1.1 Einfacher Fall: Betriebskenngrössen

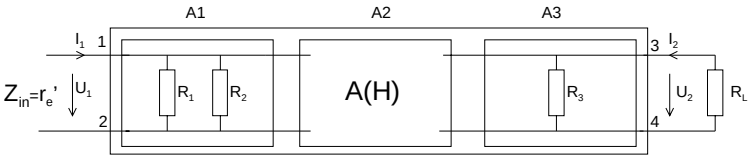
Wir betrachten die Zusammenhänge für den Eingangswiderstand anhand eines konkreten Beispieles und entwickeln die allgemein gültigen Formeln.

Der einfache Fall hat einen wechselstrommässig vollständig überbrückten Emitterwiderstand:
Beispiel 2.17**:**





Diese Schaltung stellt grundsätzlich Kaskadierung dreier Einzelvierpole dar. Zur Berechnung fassen wird diese zu einem neuen Vierpol zusammen:



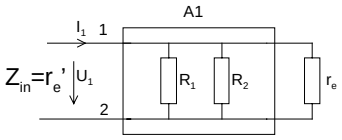
Wir vereinfachen die Berechnung indem wir den Transistor mit Kollektorwiderstand ohne Basisspannungsteiler betrachten. Dies ergibt den Eingangswiderstand r_e direkt an der Basis des Transistors. Durch Kaskadierung von A2 und A3 wird nun r_e:

$$A_2 = \frac{1}{h_{21}}\begin{pmatrix} -\det h & -h_{11} \\ -h_{22} & -1 \end{pmatrix} \qquad A_3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_3} & 1 \end{pmatrix}$$

$$A = A_{2,3} = A_2 \cdot A_3 = \frac{1}{h_{21}}\begin{pmatrix} -\frac{h_{11} + R_3 \det h}{R_3} & -h_{11} \\ -\frac{1 + h_{22} R_3}{R_3} & -1 \end{pmatrix}$$

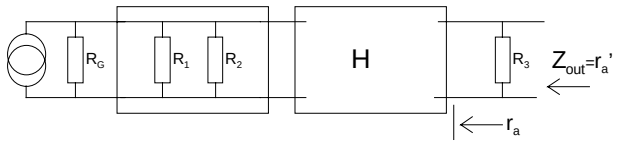
$$r_e = \frac{A_{11} R_L + A_{12}}{A_{21} R_L + A_{22}} = \frac{h_{11}(R_3 + R_L) + R_3 R_L \det h}{R_3 + R_L + h_{22} R_3 R_L} = \frac{h_{11e} + R_L' \det h}{1 + R_L' h_{22}} \qquad (R_L' = R_3 \| R_L) \qquad (3\text{-}69)$$

Der Eingangswiderstand der gesamten Schaltung ergibt sich aus der Parallelschaltung:



$$z_{in} = r_e' = R_1 \| R_2 \| r_e \qquad (3\text{-}70)$$

Die Ausgangswiderstände r_a und r_a' werden analog bestimmt. Man fasst hierzu den Generatorwiderstand und den Basisspannungteiler zusammen und bestimmt über die Betriebskenngrössentabelle Tab. 2.6 den Ausgangswiderstand direkt mit H-Parametern:



$$R_G' = R_G \| R_1 \| R_2$$

$$r_a = \frac{h_{11} + R_G'}{h_{22} R_G' + \det h} \qquad (3\text{-}71)$$

$$r_a' = R_3 \| r_a \qquad (3\text{-}72)$$

Diese Formeln beschreiben allgemein die Ein und Ausgangswiderstände, egal ob es sich um Emitter-Basis oder Kollektorschaltung handelt. Selbstverständlich sind die schaltungsspezifischen Parameter zu verwenden.

Die Spannungsverstärkung v_{uf} wird ebenfalls mit Tabelle 2.6:

$$v_{uf} = \frac{-h_{21} R_L'}{h_{11} + R_L' \det h} \qquad (3\text{-}73)$$

Konkret werden die Betriebskenngrössen im Arbeitspunkt bei I_C=2mA und einem R_G=600Ω:

$$R_L' = R_3 \| R_L = 5.6K \| 10K = 3.589k\Omega \qquad \det h = 4.5\cdot 10^3 \cdot 30\cdot 10^{-6} - 330\cdot 2\cdot 10^{-4} = 0.069$$

$$r_e = \frac{h_{11e} + R_L'\det h}{1 + R_L' h_{22}} = \frac{4.5K + 3.589K\cdot 0.069}{1 + 3.589K\cdot 30\cdot 10^{-6}} = \underline{4286\Omega}$$

$$r_e = R_1 \| R_2 \| r_e = 100K \| 27K \| 4.286K = \underline{3.567K}$$

$$R_G' = R_G \| R_1 \| R_2 = 600 \| 100K \| 27K = 583.53\Omega$$

$$r_a = \frac{h_{11e} + R_G'}{h_{22e} R_G' + \det h} = \frac{4500 + 583.53}{30\cdot 10^{-6}\cdot 583.53 + 0.069} = \underline{58.765k\Omega}$$

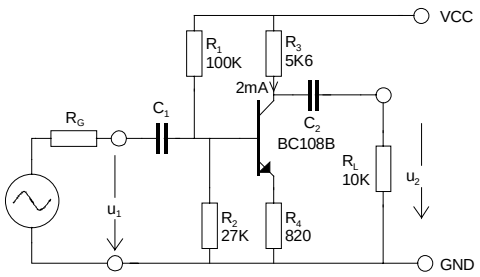
$$r_a' = r_a \| R_3 = 58.765K \| 5.6K = \underline{5.1128K}$$

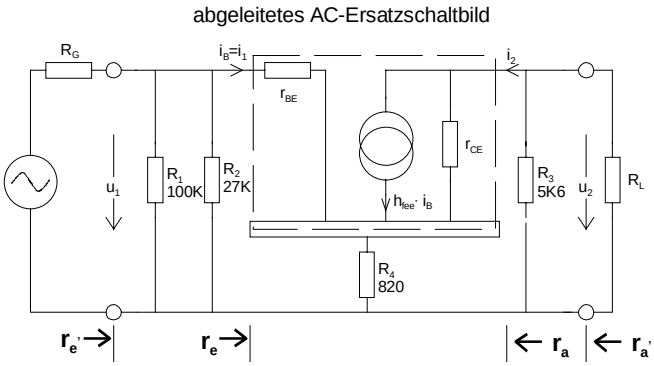
$$v_{uf} = -\frac{h_{21e} R_L'}{h_{11e} + R_L'\det h} = \frac{-330\cdot 3.589K}{4.5K + 3.589K\cdot 0.069} = -249.46$$

Der hier vorgestellte und praktizierte Formelsatz entspricht weitgehend dem, der in den gängigen Formelsammlungen aufgeführt wird.
Zu beachten ist, dass die Spannungsverstärkung in diesem Beispiel die Belastung durch den Basisspannungsteiler vernachlässigt. Eine weitergehende Betrachtung zu diesem Problem folgt später.

3.7.2.1.2 Serie-Serie-Gegenkopplung mit nicht überbrücktem Emitterwiderstand

Anders stellen sich die Ein- und Ausgangswiderstände bei wechselstrommässig nicht überbrücktem Emitterwiderstand dar:



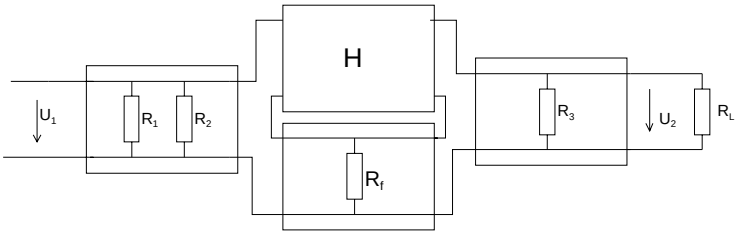


Die Serie-Serie-GK bewirkt neben der Einflussminderung von Exemplarstreuungen:

- Der Eingangswiderstand wird (stark) erhöht
- Der Ausgangswiderstand wird (etwas) erhöht
- Der Klirrfaktor wird kleiner
- Die Bandbreite wird vergrössert, d.h. die obere Grenzfrequenz steigt
- Die Spannungsverstärkung wird reduziert

Durch gezielte Dimensionierung des Emitterwiderstandes kann die Stufenspannungsverstärkung recht präzis eingestellt werden. Jedoch sind $v_u > 10$ pro Stufe zu vermeiden.

Mit Vierpolen betrachtet, erkennen wir eine Serie-Serie-Gegenkopplung mit dem Emitterwiderstand.



Wir lösen die Aufgabe so dass wir die Serie-Serie-Gegenkopplung zuerst berechnen, und zwar so, dass wir als Resultat einen neuen Satz H-Parameter (H*) erhalten. Der Emitterwiderstand wird in den Transistor "hineingerechnet". Die Serie-Serie-Gegenkopplung wird:

$$Z_1 = \begin{pmatrix} R_{41} & R_{41} \\ R_{41} & R_{41} \end{pmatrix} \qquad Z_2 = Z(H) = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} \det h & h_{12} \\ -h_{21} & 1 \end{pmatrix}$$

$$Z_{1,2} = Z_1 + Z_2 = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} h_{22}R_{41} + \det h & h_{12} + h_{22}R_{41} \\ -h_{21} + h_{22}R_{41} & 1 + h_{22}R_{41} \end{pmatrix}$$

H-Parameterumrechnung bei nicht überbrücktem Emitterwiderstand

$$H^* = H_{1,2} = H(Z_{1,2}) = \frac{1}{1 + R_f h_{22}} \begin{pmatrix} h_{11} + R_f(1 - h_{.12} + h_{21} + \det h) & h_{12} + R_f h_{22} \\ h_{21} - R_f h_{22} & h_{22} \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} h_{11} + R_f(h_{21} + 1) & h_{12} + R_f h_{22} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \qquad (3\text{-}74)$$

Wir erhalten so einen neuen, fiktiven Transistor mit einem neuen Satz H-Parameter. Mit diesen können wir dann in gewohnter Weise die Betriebskenngrössen bestimmen. Die Vereinfachungen gelten wenn $h_{12} << 1$ und $h_{22}R_f << 1$.

Wir erkennen im obigen Formelsatz:

Ein nicht überbrückter Emitterwiderstand erscheint etwa um den Stromverstärkungsfaktor vergrössert am Eingang.

Beispiel 2.18**:**
Für unsere Schaltung aus Beispiel 2.17 werden die Betriebskenngrössen z_{in}', z_{out}' und v_{uf} konktret:

$$R_L' = R_L \| R_3 = 10K \| 5.6K = 3.59k\Omega$$

$$h_E = \begin{pmatrix} 4500 & 2 \cdot 10^{-4} \\ 330 & 30 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} \quad R_G' = \left(\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{600} + \frac{1}{100K} + \frac{1}{27K} \right) = 583.53\Omega$$

$$\det h_e = 0.069$$

$$h^* = \frac{1}{1 + R_f h_{22e}} \begin{pmatrix} h_{11e} + R_f(1 - h_{.12e} + h_{21e} + \det h_e) & h_{12e} + R_f h_{22e} \\ h_{21e} - R_f h_{22e} & h_{22e} \end{pmatrix}$$

$$= \frac{1}{1 + 820 \cdot 30 \cdot 10^{-6}} \begin{pmatrix} 4500 + 820(1 - 2 \cdot 10^{-4} + 330 + 0.069 & 2 \cdot 10^{-4} + 4500 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \\ 330 - 4500 \cdot 30 \cdot 10^{-6} & 30 \cdot 10^{-6} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 269.4k\Omega & 0.024 \\ 322.05 & 29.28 \cdot 10^{-6} S \end{pmatrix}$$

$$\det h^* = 0.091$$

$$r_e = \frac{h^*_{11} + R_L' \cdot \det h^*}{1 + R_L' \cdot h^*_{22}} = \frac{269.4K + 3.59K \cdot 0.091}{1 + 3.59K \cdot 29.28 \cdot 10^{-6}} = \underline{244.03k\Omega}$$

$$r_e' = R_1 \| R_2 \| r_e = 100K \| 27K \| 244.03K = \underline{19.56K}$$

$$r_a = \frac{h^*_{11} R_G'}{R_G' \cdot h^*_{22} + \det h^*} = \frac{269.4K + 583.53}{583.53 \cdot 29.28 \cdot 10^{-6} + 0.091} = \underline{2.489\,M\Omega}$$

$$r_a' = r_a \| R_3 = 2.489\,M \| 5.6K = \underline{5.587k\Omega}$$

$$v_{uf} = -\frac{h^*_{21} \cdot R_L'}{h^*_{11} + R_L' \cdot \det h^*} = \frac{-322.05 \cdot 3.59K}{269.4K + 3.59K \cdot 0.091} = \underline{-4.287}$$

3.7.2.1.3 Verstärkung der Emitterschaltung

Die Emitterschaltung besitzt sowohl eine hohe Strom- wie auch eine hohe Spannungsverstärkung. Daher hat sie die grösste Leistungsverstärkung aller drei Grundschaltungen.

Bei der Verstärkung der Stufe wird unterschieden bezüglich:

Stromverstärkung: $v_i = \frac{i_a}{i_e}$

Spannungsverstärkung: $v_u = \frac{u_a}{u_e}$

Leistungsverstärkung: $v_p = \frac{p_a}{p_e} = v_i \cdot v_u = \frac{i_a}{i_e}\frac{u_a}{u_e}$

Rechnerisch werden die Verstärkungen gemäss Betriebskenngrössentabelle 2.10.1:

$$v_{uf} = \frac{-h_{21} R_L'}{h_{11} + R_L' \det h}$$

$$v_{if} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_L'}$$

Hinweise:
Bei SS-Gegenkopplung werden für die H-Parameter direkt die H*-Parameter eingesetzt. Die Stromverstärkungsformel berücksichtigt nicht die Stromteilung im Basisspannungsteiler.

3.7.2.1.4 Einstellen der Verstärkung über den Emitterwiderstand

Durch die Grösse des wechselstrommässig aktiven Emitterwiderstandes R_f kann der Verstärkungsfaktor der Stufe festgelegt werden.

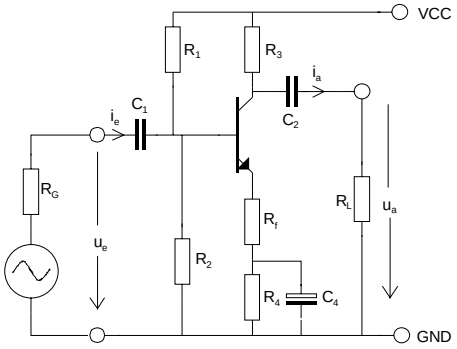


Bild 3.26: Einstellen der AC-Verstärkung durch Aufteilen des Emitterwiderstandes in $R_f+R_{4'}$.

Für die AC-Verstärkung im mittleren Frequenzbereich ist nur R_f relevant

Durch die wechselstrommässige Gegenkopplung über R_f erfährt die Verstärkerstufe noch eine Reihe weiterer Eigenschaften:

- Der Eingangswiderstand wird (stark) erhöht
- Der Ausgangswiderstand wird (etwas) erhöht
- Der Klirrfaktor wird kleiner
- Die Bandbreite wird vergrössert, d.h. die obere Grenzfrequenz steigt

Es ist charakteristisch, dass sich die Gegenkopplung generell auf die Ein- und Ausgangswiderstände auswirken. Bei Serie-Gegenkopplung (d.h. Gegenkopplungsvierpol wird in Serie zum Transistorvierpol geschaltet) erfolgt ein Anstieg des Widerstandes. Umgekehrt erfolgt bei einer Parallel-Gegenkopplung eine Reduktion des Widerstandes.

In allen Fällen vergrössert sich aber die Bandbreite, denn das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt ist **konstant**:

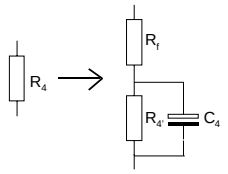
$$v_u \cdot f_{og} = const \qquad \textbf{Verstärkungs-Bandbreiteprodukt} \qquad (3.75)$$

Dieser Zusammenhang gilt übrigens für alle gegengekoppelten Verstärker.

Realisation

Der in der Gleichstromdimensionierung bestimmte Emitterwiderstand R_4 wird in einen gleichstrommässig aktiven Teil und in einen wechselstrommässig aktiven Teil aufgespalten:

(3.76)



DC – dimensionierter Widerstand:	$R_4 = R_4' + R_f$
Gleichstrommässig aktiv:	$R_4' + R_f$
Wechselstrommässig aktiv:	R_f

Für die Berechnung der AC-Verstärkung wird nur der wechselstrommässig aktive Teil des gesamten Emitterwiderstandes verrechnet. In Analogie zu Gl. in Beispiel 3-18 erhalten wir hierfür für die Spannungsverstärkung:

$$v_u \approx \frac{R_L^{'} R_f h_{22e} - h_{21e} R_L^{'}}{h_{11e}\left(1 + h_{22e} R_L^{'}\right) + R_f\left(h_{fe} + 1 + h_{22e} R_L^{'} + h_{22e} h_{11e}\right)} \qquad (R_f : \text{AC} - \text{mässig nicht überbrückter Teil des Emitterwiderstandes}) \tag{3-77}$$

$$\approx \frac{-h_{21e} R_L^{'}}{h_{11e} + R_f (h_{21e} + 1)} \qquad (h_{22e} \text{ sehr klein}) \tag{3-78}$$

$$\approx -\frac{R_L^{'}}{R_f} \qquad (h_{21e} \text{ sehr gross}) \tag{3-79}$$

Man beachte, dass hier die effektiven H-Parameter des Transistors einzusetzen sind und die Näherung eine unilaterale Betrachtung darstellt. Wir erhalten daraus für eine geforderte Stufenverstärkung den Gegenkopplungswiderstand R_f:

$$R_f = \frac{v_u h_{11e}\left(1 + h_{22e} R_L^{'}\right) + h_{21e} R_L^{'}}{h_{22e} R_L^{'} - v_u\left(h_{21e} + 1 + h_{22e} R_L^{'} + h_{22e} h_{11e}\right)} \qquad (R_f : \text{AC} - \text{mässig nichtüberbrückter Teil des Emitterwiderstandes}) \tag{3.80}$$

$$\approx -\frac{h_{21e} R_L^{'} + v_u h_{11e}}{v_u (h_{21e} + 1)} \qquad (h_{22e} \text{ sehr klein}) \quad \text{Achtung:} v_u \text{ ist überall negativ einzusetzen!} \tag{3.81}$$

$$\approx -\frac{R_L^{'}}{v_u} \qquad (h_{21e} \text{ sehr gross}) \tag{3.82}$$

Die geforderte Stufenverstärkung v_u wird nun durch Aufteilung des Emitterwiderstandes realisiert. Wird in den Formeln (3.80,3.81) R_f negativ, kann die Stufenverstärkung nicht erreicht werden. Generell sollte man die Grenze für Verstärkung einer einzelnen Stufe aus verschiedenen Gründen bei ca. 10-20 sehen.

Die Bestimmung des Emitterkondensators wird in einem folgenden Kapitel gezeigt.

Beispiel 2.19**:**
Bestimmen Sie den Gegenkopplungswiderstand R_f für einen einstufigen Verstärker in Emitterschaltung mit den Vorgaben: Transistor BC108B, I_C=2mA ,v_u=10dB, R_3 = 2.375K, R_4=1.246K, R_L=4.7K.

Vorgehen:
Aus dem Datenblatt lesen wir (vgl. S. A-7, A-8): U_{BE}=0.62V, H_{FE}=290, h_{21e}=330, h_{22e}=30uS, h_{11e}=4.5kΩ. Nachher erhalten wir mit Gl. (3.80-3.82):

$$R_L^{'} = R_L \| R_3 = 4.7K \| 2.375K = 1.578K\Omega \quad v_u = 10dB = -3.162$$

$$R_f = \frac{v_u h_{11e}\left(1 + h_{22e} R_L^{'}\right) + h_{21e} R_L^{'}}{h_{22e} R_L^{'} - v_u\left(h_{21e} + 1 + h_{22e} R_L^{'} + h_{22e} h_{11e}\right)} = \frac{-3.162 \cdot 4.5K\left(1 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578K\right) + 330 \cdot 1.578K}{30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578K - (-3.162)\left(331 + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 1.578K + 30 \cdot 10^{-6} \cdot 4.5K\right)} = \underline{483.01\Omega}$$

$$\approx -\frac{h_{21e} R_L^{'} + v_u h_{11e}}{v_u (h_{21e} + 1)} = \frac{330 \cdot 1.578K + (-3.162) 4.5K}{(-3.162) 331} = 483.94\Omega$$

$$\approx -\frac{R_L^{'}}{v_u} = -\frac{1.578K}{-3.162} = 499.05\Omega$$

Die Näherungsformeln zeigen die Abweichung für den praktischen Einsatz. Die grobe Näherung *(-R_L/v_u)* liefert generell etwas zu grosse Werte für R_f, so dass der geforderte Verstärkungsfaktor nicht erreicht werden kann. Besonders bei grösseren Verstärkungen wird die Abweichung recht gross.

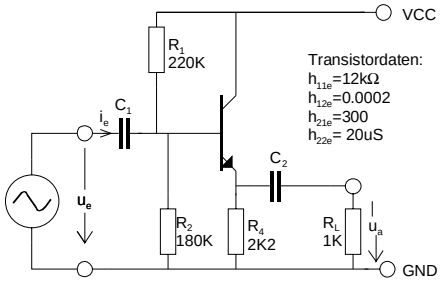
3.7.3 Kollektorschaltung

Die Kollektorschaltung zeichnet sich durch grosse Eingangs- und kleine Ausgangswiderstände aus. Sie hat eine Spannungsverstärkung $v_u < 1$, jedoch eine hohe Stromverstärkung. Diese Schaltung wird daher hauptsächlich als Impedanzwandler und Leistungsverstärker verwendet.

Die Berechnung der Betriebskenngrössen findet mit den bekannten Formeln 3.69-3.73 statt. Dabei müssen H-Parameter für Kollektorschaltung benutzt werden. Diese werden gemäss Gl. 3.65-3.68 aus den Parameter für Emitterschaltung berechnet.

Beispiel 2.20**:**

Zu bestimmen sind die Verstärkungen v_u, v_i und v_p, sowie die Ein- und Ausgangswiderstände der nachfolgenden Schaltung:



Berechnung:

Man erkennt, dass die Spannungsverstärkung < 1 ist. Die Stromverstärkung ist recht gross, aber stark vom Verhältnis R_4/R_L abhängig, sowie von r_{BE} und $R_1 \| R_2$. Der Eingangswiderstand ist gegenüber einer gleichdimensionierten Emitterschaltung massiv höher und in der Grössenordnung des Basisspannungsteilers.

Achtung: In zahlreichen Formelsammlungen wird die Stromverstärkung der Kollektorschaltung ohne Basisspannungsteiler und bezüglich der Last, die der Transistor sieht, ausgewiesen.

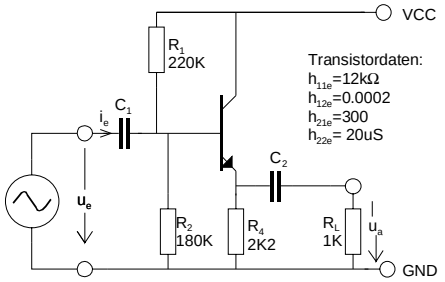
3.7.4 Kollektorschaltung

Die Kollektorschaltung zeichnet sich durch grosse Eingangs- und kleine Ausgangswiderstände aus. Sie hat eine Spannungsverstärkung $v_u < 1$, jedoch eine hohe Stromverstärkung. Diese Schaltung wird daher hauptsächlich als Impedanzwandler und Leistungsverstärker verwendet.

Die Berechnung der Betriebskenngrössen findet mit den bekannten Formeln 3.69-3.73 statt. Dabei müssen H-Parameter für Kollektorschaltung benutzt werden. Diese werden gemäss Gl. 3.65-3.68 aus den Parameter für Emitterschaltung berechnet.

Beispiel 2.21**:**

Zu bestimmen sind die Verstärkungen v_u, v_i und v_p, sowie die Ein- und Ausgangswiderstände der nachfolgenden Schaltung:



Berechnung:

3.7.5 Basisschaltung

Die Basisschaltung hat typisch einen niedrigen Eingangswiderstand, einen hohen Ausgangswiderstand und eine hohe Leistungsverstärkung. Die Basisschaltung wird vorwiegend in HF-Schaltungen verwendet, da sie die höchste Grenzfrequenz aufweist.

Im NF-Bereich hat diese Grundschaltung als Verstärker wenig Bedeutung. Jedoch finden wir die Basisschaltung in versteckter Form in Stromversorgungs- und Stabilisierungsschaltungen.

Die Berechnung der Betriebskenngrössen findet mit den bekannten Formeln 3.69-3.73 statt, nur dass für den Transistor H-Parameter für Basisschaltung benutzt werden. Diese werden gemäss G. 3.61-3.64 aus den Parameter für Emitterschaltung berechnet.

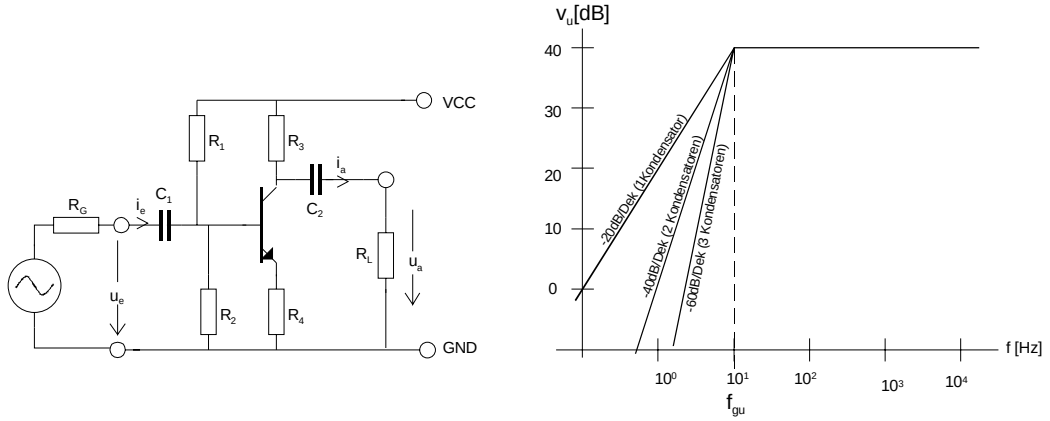
Beispiel 2.22**:**
Eine Transistorverstärkerstufe in Basisschaltung ist mit folgenden Werten gegeben: R_1=20kΩ, R_2=5kΩ, R_3=1kΩ, R_4=180Ω, h_{21e}=150, h_{11e}=1kΩ, h_{22e} =200uS, h_{12e}=0, R_G=50Ω.
Zu bestimmen sind Ein- und Ausgangswiderstand, sowie die Verstärkungen v_u und v_i ohne Lastwiderstand R_L.

Berechnung:

3.8 Festlegung der unteren Grenzfrequenz

Die untere Grenzfrequenz eines Transistorverstärkers wird ausschliesslich durch die Koppelkondensatoren und die Emitterkondensatoren definiert, sofern keine andere Gegenkopplungselemente die untere Grenzfrequenz beeinflussen.

Zur Dimensionierung der Kondensatoren sind verschiedene Strategien gangbar. Alle gehen aber davon aus, dass die untere Grenzfrequenz vorgegeben ist. Je nach Anzahl aktiver Kondensatoren kann eine unterschiedliche Steilheit des Abfalls erreicht werden:



Wir werden in den nächsten Kapiteln zeigen, wie die Kondensatoren für eine bestimmte untere Grenzfrequenz dimensioniert werden. Ferner berücksichtigen wir den Sachverhalt, wenn mehrere Kondensatoren gleichzeitig aktiv werden.

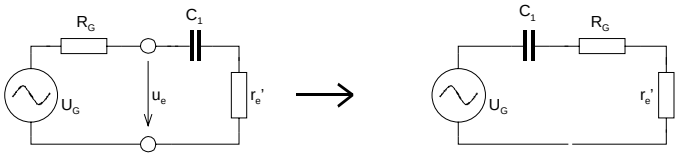
Die Berechnung für Koppelkondensatoren erfolgt für alle Grundschaltungen gleich, so dass keine weiteren Ausführungen zu einzelnen Grundschaltungen erfolgen.

3.8.1 Koppelkondensator am Eingang

Der Koppelkondensator am Eingang koppelt AC-mässig die Eingangsspannungsquelle an die Transistorverstärkerstufe an. Er trennt somit den Eingang gleichstrommässig von der Verstärkerstufe.

Wir bestimmen den Wert des Koppelkondensators unter Zuhilfenahme des Ersatzschaltbildes. r_e' verkörpert den gesamten wechselstrommässig aktiven Eingangswiderstand der Verstärkerstufe, wie in den vorherigen Kapiteln gezeigt:

Ersatzschaltbild zur Bestimmung
des Eingangskoppelkondensators



Der Eingangskoppelkondensator C_1 stellt mit dem Eingangswiderstand r_e' und dem Generatorwiderstand R_G ein Hochpassfilter erster Ordnung dar. Bei gegebener Grenzfrequenz f_{gu} wird der Kondensator C_1:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{gu}\left(R_G + r_e'\right)}$$ **Koppelkondensator am Eingang** (3.83)

Soll der Kondensator nicht frequenzbestimmend sein, sondern nur koppeln, so wird er 10x grösser eingesetzt als berechnet. Dann hat er keinen signifikanten Einfluss mehr auf die untere Grenzfrequenz.

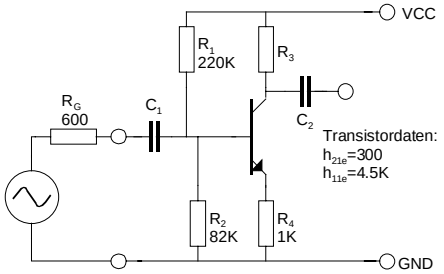
Bei Emitter- und Kollektorschaltung ist aufgrund der Widerstände der Koppelkondensator am Eingang in der Regel der kleinste Kondensator.

Beispiel 2.23**:**
Zu bestimmen ist der Eingangskoppelkondensator C_1 für eine untere Grenzfrequenz f_{gu}=80Hz, wenn folgende Daten gegeben sind: R_G=600Ω, R_1, 100kΩ, R_2=33kΩ, r_E=5kΩ.

$$r_e' = R_1 \| R_2 \| r_E = 100K \| 33K \| 5K = 4.161k\Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{gu}\left(R_G + r_e'\right)} = \frac{1}{2\pi 80\left(600 + 4.161K\right)} = \underline{417.86nF}$$

Beispiel 2.24**:**
Dimensionieren Sie den Koppelkondensator C_1 nicht frequenzbestimmend für die gezeigte Verstärkerstufe. Die gesamte Stufe hat eine untere Grenzfrequenz von f_{gu}=100Hz.



$$r_e \approx h_{11e} + \left(h_{21e} + 1\right) R_4 = 4.5K + 301 \cdot 1K = 305.5k\Omega$$

$$r_e' = R_1 \| R_2 \| r_e = 220K \| 82K \| 305.5K = 49.96k\Omega$$

$$C_1 = \frac{10^*}{2\pi f_{gu}\left(R_G + r_e'\right)} = \frac{10^*}{2\pi 100\left(600 + 49.96K\right)} = \underline{314.75nF}$$

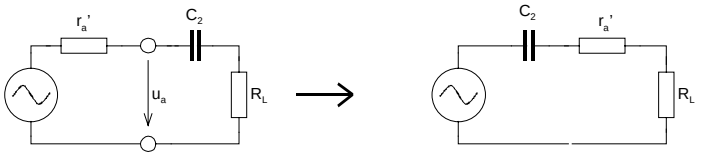
(*: Faktor 10, weil nicht frequenzbestimmend)

3.8.2 Koppelkondensator am Ausgang

Der Koppelkondensator am Ausgang koppelt die Last AC-mässig an die Verstärkerstufe an.

Analog dem Kondensator am Eingang bestimmen wir den Kondensator am Ausgang mittels Ersatzschaltbild:

Ersatzschaltbild zur Bestimmung des Ausgangskoppelkondensators

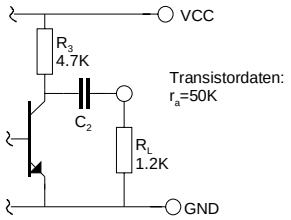


C_2 stellt mit dem Ausgangswiderstand r_a' der Verstärkerstufe und der Last R_L ein Hochpassfilter erster Ordnung dar. Bei gegebener unterer Grenzfrequenz f_{gu} wird der Kondensator C_2:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{gu}\left(R_L + r_a'\right)} \qquad \textbf{Koppelkondensator am Ausgang} \qquad (3.84)$$

Soll der Kondensator nicht frequenzbestimmend wirken, sondern als reine DC-Entkopplung, so wird er 10x grösser eingesetzt als berechnet.

Beispiel 2.25**:**
Bestimmen Sie den Ausgangskoppelkondensator C_2 für eine Grenzfrequenz f_{gu}=60Hz in nachfolgender Schaltung:

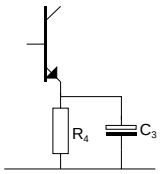


$$r_a' = R_3 \| r_a = 4.7K \| 50K = 4.128K$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{gu}\left(R_L + r_a'\right)} = \frac{1}{2\pi 60\left(1.2K + 4.128K\right)} = \underline{497.85nF}$$

3.8.3 Emitterkondensator

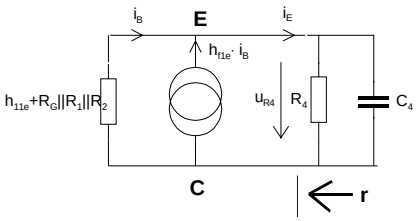
Bei der Emitterschaltung wird der zur Temperaturstabilisierung eingesetzte Emitterwiderstand in der Regel wechselstrommässig überbrückt, oder zumindest teilweise. Ohne wechselstrommässige Überbrückung könnte keine grosse Stufenverstärkung erreicht werden.



Durch AC-mässige Überbrückung des Emitterwiderstandes wird die Verstärkung der Emitterschaltung erhöht.
DC-mässig bleibt der Widerstand zur Temperatur immer noch aktiv.

Wir begründen die Formel für den Emitterkondensator. Dazu betrachten wir das Ersatzschaltbild, das die Situation am Emitter darstellt. *r* verkörpert den dynamischen Widerstand am Emitter:

Ersatzschaltbild für den Emitterkondensator
(h_{22e}, h_{12e} vernachlässigt)



Ansatz:

$$i_E = \frac{-u_{R4}}{h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G}(h_{fe} + 1)$$

$$r = \frac{u_{R4}}{-i_E} = \frac{h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G}{h_{21e} + 1} \qquad (3.85)$$

Hier bildet das Glied $\| R_4$ mit C_4 ein Tiefpassfilter erster Ordnung. Der Emitterkondensator C_4 wird dann bei vorgegebener Grenzfrequenz f_{gu}:

$$C_4 = \frac{R_4\left(h_{21e} + 1\right) + h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G}{2\pi f_{gu} R_4 \left(h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G\right)} \qquad (3.86)$$

Emitterkondensator

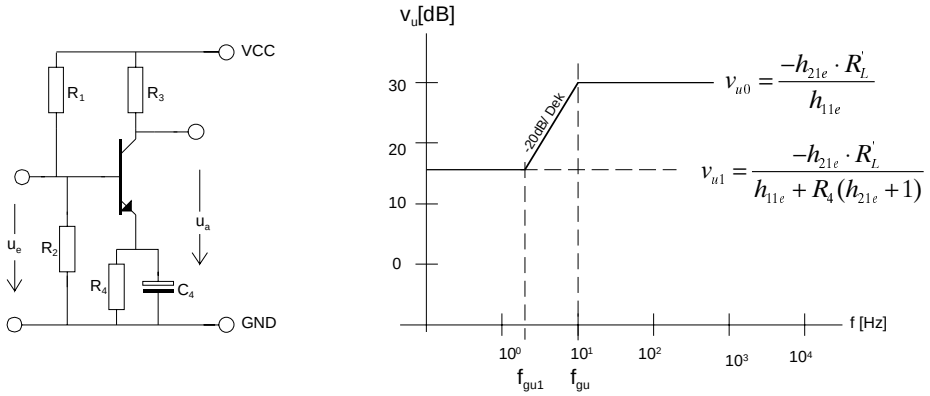
$$\approx \frac{h_{21e}}{2\pi f_{gu}\left(h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G\right)} \qquad (R_4 \cdot h_{21e} >> h_{11e}) \qquad (3.87)$$

Der Widerstand *r* ist in der Praxis sehr klein. Deshalb hat der Emitterwiderstand R_4 praktisch keinen Einfluss auf die untere Grenzfrequenz. In einer normalen Verstärkerschaltung kann durchwegs mit der

Näherung gearbeitet werden.

Von allen frequenzbestimmenden Kondensatoren in der Verstärkerstufe hat der Emitterkondensator immer den grössten Wert. Häufig werden Elektrolytkondensatoren mit hohen Kapazitäten benötigt. Er wird deshalb immer frequenzbestimmend dimensioniert.

Anders als bei den Koppelkondensatoren sinkt die Verstärkung von v_{u0} nicht asymptotisch, sondern erreicht bald den Wert v_{u1}, der durch den nicht überbrückten Emitterwiderstand festgelegt ist:



Einfluss des Emitterkondensators auf den Amplitudengang des Verstärkers. (Beispiel)

Typisch ist die Absenkung von f_{gu} bis f_{gu1}.

Beispiel 2.26**:**
Bestimmen Sie den Emitterkondensator für die Vorgaben: f_{gu}=80Hz, h_{21e}=300, h_{11e}=5kΩ,R_4=330Ω, R_1=27kΩ, R_2=47kΩ, R_G=120Ω.

$$R_1 \| R_2 \| R_G = 47K \| 27K \| 5K = 3.8712k\Omega$$

$$C_4 = \frac{R_4\left(h_{21e}+1\right)+h_{11e}+R_1\|R_2\|R_G}{2\pi\, f_{ug} R_4\left(h_{11e}+R_1\|R_2\|R_G\right)} = \frac{330\cdot 301+5K+3.8712K}{2\pi\cdot 80\cdot 330\left(5K+3.8712K\right)} = \underline{73.53uF}$$

$$\approx \frac{h_{21e}}{2\pi\, f_{ug}\left(h_{11e}+R_1\|R_2\|R_G\right)} = \frac{300}{2\pi\cdot 80\left(5K+3.8712K\right)} = 67.27uF$$

Die Näherung bringt eine kleine Abweichung gegenüber dem Resultat, das den Emitterwiderstand berücksichtigt. Da aber Elektrolytkondensatoren sowieso nur in E6 gefertigt werden und zudem Toleranzen von -50..+100% haben, spielt diese Abweichung für die Praxis keine Rolle.

3.8.4 Dimensionierung bei mehreren aktiven Kondensatoren

Bei der unteren Grenzfrequenz entsteht in jedem Glied ein Abfall von 3 dB. So hätte man z.B. bei einer Emitterschaltung mit drei frequenzbestimmenden Kondensatoren bei der Grenzfrequenz bereits einen Abfall von 9dB.

Wir bestimmen deshalb einen Korrekturfaktor *k,* der an die vorgegebene Grenzfrequenz zu multiplizieren ist. Dieser Faktor bestimmt eine neue Frequenz, die sog. Dimensionierungs-grenzfrequenz f_{gud}:

$$f_{gud} = k \cdot f_{gu} \qquad k = \text{Dimensionierungsfaktor}$$ **Dimensionierungsgrenzfrequenz** (3.88)

Werden die einzelnen Glieder dann mit f_{gud} dimensioniert, erhalten wir gesamthaft bei der Grenzfrequenz f_{gu} die gewünschte Dämpfung von 3dB.

Der Dimensionierungsfaktor k ist von der Anzahl n frequenzbestimmender Glieder abhängig:

Dimensionierungs-faktor k

$$k = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \qquad n = \text{Anzahl frequenzbestimmner Glieder} \tag{3.89}$$

$$\approx \frac{0.833}{\sqrt{n}} \qquad (n \geq 1) \tag{3.90}$$

Wir erhalten tabellarisch die Werte für 1 bis 5 Glieder:

Anzahl Glieder n	k
1	1
2	0.643594
3	0.509825
4	0439794
5	0.385614

Die Richtigkeit des Dimensionierungsfaktors begründen wir mit einem Ansatz ,wo die Grenzfrequenz eines Tiefpassfilters n-ter Ordnung bezüglich der Grenzfrequenz eines einzelnen Gliedes bestimmt wird:

Der Frequenzgang des normierten Tiefpassfilters n-ter Ordnung lautet:

$$F(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega)^n} \tag{3.91}$$

Führen wir nun f_g als Grenzfrequenz ein, so können wir den Frequenzgang bezüglich der normierten Frequenz f/f_g schreiben:

$$F(jf) = \frac{1}{\left(1 + \frac{jf}{f_g}\right)^n}$$

Bei -3dB gilt dann:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\left|\left(1 + \frac{jf}{f_g}\right)^n\right|}$$

Wir lösen auf und erhalten:

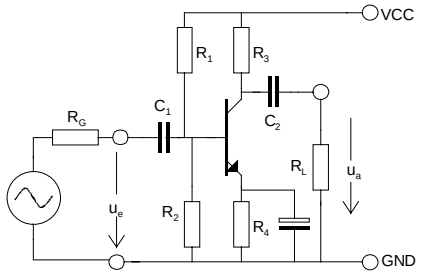
$$2^{\frac{1}{2}} == \left|\left(1 + \frac{f}{f_g}\right)^n\right| = \left(1 + \left(\frac{f}{f_g}\right)^2\right)^{\frac{n}{2}} \qquad \rightarrow k = \left(\frac{f}{f_g}\right) = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \quad (n \geq 1)$$

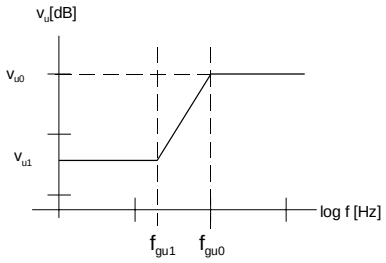
k besagt also, um welchen Faktor die normierte Frequenz f/f_g verschoben werden muss, dass das Filter n-ter Ordnung bei der Grenzfrequenz des einzelnen Gliedes eine gesamte Dämpfung von 3 dB hat.

Beispiel 2.27**:**
Eine Verstärkerstufe soll bei einer Grenzfrequenz von f_{gu}=40Hz drei frequenzbestimmende Kondensatoren erhalten. Bestimmen Sie die Dimensionierungsgrenzfrequenz f_{gud} für die Kondensatordimensionierung.

$$f_{gud} = f_{gu} \cdot k = f_{gu} \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \cdot = 40 \cdot \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} = \underline{20.39Hz}$$

Beispiel 2.28**:**
Ein Verstärker wurde gemäss nachfolgendem Schema dimensioniert. Bestimmen Sie die Verstärkungen v_{u0}, v_{u1} sowie die beiden Frequenzen f_{gu0} und f_{gu1}.





Vorgaben:

R_1=120kΩ	h_{21e}=320
R_2=47kΩ	h_{11e}=8.2kΩ
R_3=1.2kΩ	h_{22e}=50uS
R_4=470Ω	h_{12e}=0
R_L=2.2kΩ	
R_G=600Ω	
C_4=470uF	

C_1, C_2 sind nicht frequenzbestimmend

Die Verstärkungen werden:

$$R_L^{'} = R_3 \| R_L = 1.2K \| 2.2K = 776.5\Omega$$

$$v_{u0} = \frac{-R_L^{'} h_{21e}}{h_{11e}\left(1 + h_{22e} R_L^{'}\right)} = \frac{-776.5 \cdot 320 \cdot}{8.2K\left(1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5\right)} = \underline{29.17}$$

$$v_{u1} = \frac{R_L^{'}\left(h_{22e} R_4 - h_{21e}\right)}{h_{11e}\left(1 + h_{22e} R_L^{'}\right) + R_4\left(h_{21e} + 1 + h_{22e} R_L^{'} + h_{22e} h_{11e}\right)} = \frac{776.5\left(470 - 320 \cdot 20K\right)}{8.2K\left(1 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5\right) + 470\left(321 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 776.5 + 50 \cdot 10^{-6} \cdot 8.2K\right)} = \underline{-1.512}$$

Die Frequenz f_{gu0} wird:

$$R_1 \| R_2 \| R_G = 120K \| 47K \| 600 = 589.5\Omega$$

$$f_{gu0} = \frac{R_4\left(h_{21e} + 1\right) + h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G}{2\pi\, C_4 R_4\left(h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G\right)} = \frac{470 \cdot 321 + 8.2K + 589.5}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-6} \cdot 470\left(8.2K + 589.5\right)} = \underline{13.08Hz}$$

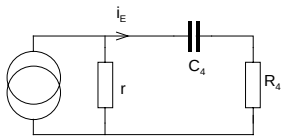
Die Frequenz f_{gu1} wird aus dem Zusammenhang der Hochpassfilterfunktion mit 20dB/ Dek Steigung bestimmt. Dabei machen wir uns zu Nutze, dass wir die Grenzfrequenz bereits kennen und den funktionalen Verlauf des Amplitudenganges beschreiben können:

$$\frac{v_{u1}}{v_{u0}} = \frac{\left|\frac{jf_{gu1}}{f_{gu0}}\right|}{\left|1+\frac{jf_{gu1}}{f_{gu0}}\right|} \qquad \rightarrow \frac{f_{gu1}}{f_{gu0}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{v_{u0}}{v_{u1}}\right)^2 - 1}} \qquad \text{(Bedingung:} v_{u0} > v_{u1}\text{)}$$

$$f_{gu1} = \frac{f_{gu0}}{\sqrt{\left(\frac{v_{u0}}{v_{u1}}\right)^2 - 1}} = \frac{13.09}{\sqrt{\left(\frac{-29.17}{-1.512}\right)^2 - 1}} = \underline{0.68Hz}$$

Beispiel 2.29**:**

Ein alternativer Ansatz wäre mit der Überlegung dass das Glied r, R_4 und C_4 ein Hochpassfilter darstellt. f_{gu1} ist die Grenzfrequenz bei der v_{u1} um 3dB angestiegen ist. Der Anstieg beginnt genau dann, wenn C_4 zu wirken beginnt:



$$r = \frac{h_{11e} + R_1 \| R_2 \| R_G}{h_{21e} + 1} = \frac{8.2K + 589.5}{301} = 29.2\Omega$$

$$f_{gu1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_4 \left(r + R_4\right)} = \frac{1}{2\pi \cdot 470 \cdot 10^{-6} \left(29.2 + 470\right)} = \underline{0.68Hz}$$

Der Vorteil dieser Methode ist, dass hier die Verstärkungen v_{u0}, v_{u1} und die Grenzfrequenz f_{gu0} nicht bekannt sein müssen.

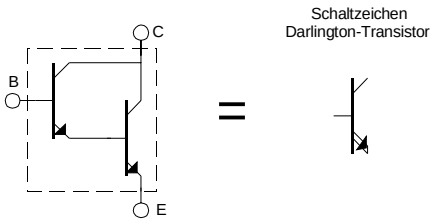
3.9 Darlington-Schaltung

Mit normalen Bipolartransistoren lassen sich Stromverstärkungsfaktoren bis ca. H_{FE}≈600 realisieren. Bei Leistungstransistoren sogar nur bis ca. H_{FE}≈100. Bei Ausgangsströmen von einigen A werden daher entsprechend grosse Steuerströme benötigt. Die meisten Kleinsignalverstärker sind jedoch nicht in der Lage, so grosse Steuerströme zu liefern. Ein grosser Vorteil wäre also, wenn der Leistungstransistor eine sehr grosse Stromverstärkung (H_{FE} > 1000) aufweisen würde.

Mit einer Darlington-Schaltung können ausserordentlich grosse Stromverstärkungsfaktoren bis zu H_{FE}≈1000..>100000 realisiert werden. Dabei werden zwei Bipolartransistoren geeignet zusammengeschaltet, so dass sich die **Stromverstärkungen der** beiden **Transistoren multiplizieren**.

Da die Darlington-Schaltung häufig verwendet wird, sind solche Zusammenschaltungen als "Darlington-Transistoren" auf dem Markt erhältlich. Aufgrund der ausserordentlich hohen Stromverstärkung werden Sie auch als "Super-Beta-Transistoren" oder "High-Power-Gain-Transitoren" bezeichnet.

Die Darlington-Schaltung wird aus zwei einzelnen Bipolartransistoren zusammengeschaltet:

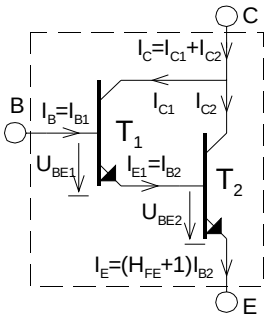


Darlington-Transistoren werden nicht nur für Leistungsanwendungen verwendet. Auch für Kleinsignalanwendungen stehen Darlington-Transistoren zur Verfügung (sog. Super-Beta-Transistoren), z.B. BC517 mit H_{FEtyp}=30000.

Trotz der hohen Stromverstärkung sind Darlington-Transistoren **keine idealen Transistoren**. Ein Hauptnachteil ist sicherlich die grosse Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat}.

3.9.1 Klassische Darlington-Schaltung

In der klassischen Darlington-Schaltung steuert der Transistor T_1 mit dem Emitterstrom den nachfolgenden Transistor T_2 an. Dadurch ergibt sich näherungsweise eine gesamte Stromverstärkung H_{FE}≈H_{FET1} · H_{FET2}:



Darlington-Schaltung mit zwei NPN-Transistoren.

Der Emitterstrom von T_1 ist gleichzeitig Basisstrom von T_2.

Wir begründen nun nachfolgend die Eigenschaften des Darlington-Transistors als Verbundelement, d.h. ausgehend von den Kenngrössen des einzelnen Transistors werden die Kenngrössen für das zusammengeschaltete Element entwickelt.

Die Gleichstromverstärkung H_{FE} wird gemäss Schema:

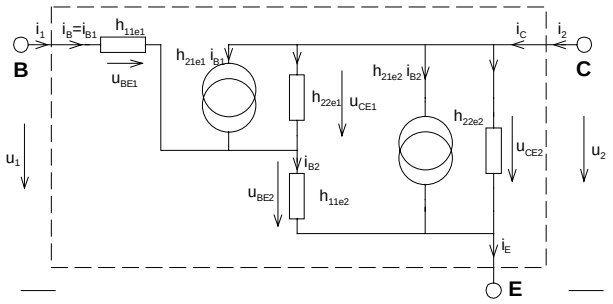
$$H_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_B} = \frac{H_{FE1} \cdot I_B + (H_{FE1} \cdot I_B) H_{FE2}}{I_B} = H_{FE1} + H_{FE1} \cdot H_{FE2} \tag{3.92}$$

Für die Praxis überwiegt das Produkt $H_{FE1} \cdot H_{FE2}$ in der Summe und man kann ohne grossen Fehler vereinfachen:

$$H_{FE} = H_{FE1} \cdot H_{FE2} \tag{3.93}$$

Stromverstärkung H_{FE} der Darlington-Schaltung

Die differenziellen Grössen h_{11e}, h_{22e} und h_{21e} bestimmen wir mit Hilfe des wechselstrommässigen Ersatzschaltbildes. Die Rückwirkung h_{12e} wird in dieser Betrachtung vernachlässigt:



Der differenzielle Eingangswiderstand (Kurzschluss-Eingangswiderstand) ist per Definition:

$$h_{11e} = \left.\frac{dU_1}{dI_1}\right|_{U_2 = const} = \left.\frac{u_1}{i_1}\right|_{u_2 = 0} = \left.\frac{u_{BE1} + u_{BE2}}{i_{B1}}\right|_{u_{CE2} = 0}$$

Wir beschreiben die beiden Basis-Emitterspannungen u_{BE1} und u_{BE2}:

$$u_{BE1} = i_{B1} \cdot h_{11e1}$$

$$u_{BE2} = i_{B2} \cdot h_{11e2} = \left((h_{21e1} + 1) i_{B1} + \frac{u_{CE2} - u_{BE2}}{\frac{1}{h_{22e1}}} \right) h_{11e2}$$

Wir setzen gemäss Definition u_{CE2}=0 und erhalten den differenziellen Eingangswiderstand h_{11e}:

$$u_{BE2} = \frac{(h_{21e1} + 1) i_{B1}}{\frac{1}{h_{11e2}} + h_{22e1}} = \frac{h_{11e2} (h_{21e1} + 1) i_{B1}}{1 + h_{11e2} h_{22e1}}$$

$$h_{11e} = \frac{u_{BE1} + u_{BE2}}{i_{B1}} = \frac{i_{B1} h_{11e1} + \frac{h_{11e2} (h_{21e1} + 1) i_{B1}}{1 + h_{11e2} h_{22e1}}}{i_{B1}} = h_{11e1} + \frac{h_{11e2} (h_{21e1} + 1)}{1 + h_{11e2} h_{22e1}}$$

Wir formen um und erhalten den Eingangswiderstand h_{11e}, d.h. den Basis-Emitterwiderstand des Darlington-Transistors:

Eingangswiderstand h_{11e} der Darlington-Schaltung

$$h_{11e} = \frac{h_{11e1}\left(h_{22e1}h_{11e2}+1\right)+h_{11e2}(h_{21e1}+1)}{h_{22e1}h_{11e2}+1} \tag{3.94}$$

$$\approx h_{11e1}+\left(h_{21e1}+1\right)h_{11e2} \qquad (h_{22e1}\to 0) \tag{3.95}$$

Da in der Regel h_{21e1} >>1 ist, erreicht man mit der Näherungsformel gute Resultate. Man beachte die Analogie zum Eingangswiderstand der Emitterschaltung mit nicht überbrücktem Emitterwiderstand.

Der differenzielle Ausgangsleitwert wird analog:

Ausgangsleitwert h_{22e} der Darlington-Schaltung

$$h_{22e} = \frac{h_{22e1}(h_{21e2}+1)+h_{22e1}h_{22e2}h_{11e1}+h_{22e2}}{h_{22e1}h_{11e2}+1} \tag{3.96}$$

$$\approx (h_{21e2}+1)h_{22e1}+h_{22e2} \qquad (\frac{1}{h_{22e1}}\frac{1}{h_{22e2}} >> h_{11e1}, h_{11e2}) \tag{3.97}$$

Die differenzielle Stromverstärkung h_{21e} wird:

Wechselstromverstärkung h_{21e} der Darlington-Schaltung

$$h_{21e} = h_{21e2}+\frac{h_{21e1}\left(h_{21e2}+1\right)}{1+h_{11e2}h_{22e1}} \tag{3.98}$$

$$\approx h_{21e1}\cdot h_{21e2} \qquad (h_{11e2}h_{22e1} << 1, h_{21e2} << h_{21e1}\cdot h_{21e2}) \tag{3.99}$$

Beispiel 2.30**:**
Ein Kleinsignaltransistor T_1 mit den Daten h_{21e}=200, h_{22e}=100uS und h_{11e}=1kΩ soll als Treiber für einen Leistungstransistor in einer Darlington-Schaltung arbeiten. Der Leistungstransistor T_2 hat die Werte h_{11eE}=3Ω, h_{22e}=0.01S und h_{21e}=50. Zu bestimmen sind h_{11e}, h_{22e} und h_{21e} der Darlington-Schaltung.

$$h_{11e} = \frac{h_{11e1}\left(h_{22e1}h_{11e2}+1\right)+h_{11e2}(h_{21e1}+1)}{h_{22e1}h_{11e2}+1} = \frac{1K\left(100\cdot 10^{-6}\cdot 3+1\right)+3\cdot 201}{100\cdot 10^{-6}\cdot 3+1} = \underline{1.602k\Omega}$$

$$\approx h_{11e1}+\left(h_{fe1}+1\right)h_{11e2} = 1K+201\cdot 3 = 1.603k\Omega$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22e1}(h_{21e2}+1)+h_{22e1}h_{22e2}h_{11e1}+h_{22e2}}{h_{22e1}h_{11e2}+1} = \frac{100\cdot 10^{-6}(50+1)+100\cdot 10^{-6}\cdot 0.01\cdot 1K+0.01}{100\cdot 10^{-6}\cdot 3+1} = \underline{0.01609S}$$

$$\approx (h_{21e2}+1)h_{22e1}+h_{22e2} = 51\cdot 100\cdot 10^{-6}+0.01 = 0.0151S$$

$$h_{21e} = h_{21e2}+\frac{h_{21e1}\left(h_{21e2}+1\right)}{1+h_{11e2}h_{22e1}} = 50+\frac{200\cdot 51}{1+100\cdot 10^{-6}\cdot 3} = \underline{10246}$$

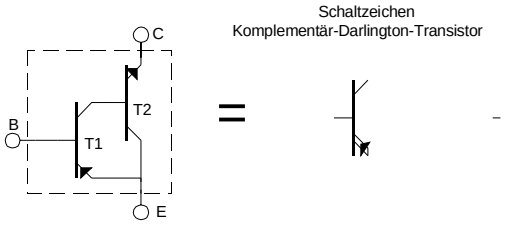
$$\approx h_{21e1}\cdot h_{21e2} = 200\cdot 50 = 10000$$

Man ersieht, dass die Näherungen präzise Resultate liefern und so in der Praxis verwendet werden dürfen.

3.9.2 Komplementär-Darlington-Schaltung

Mit der Komplementär-Darlington-Schaltung lässt sich aus einem PNP-Treiber und NPN-Transistor ein PNP-Darlington-Transistor aufbauen. Man spricht hier auch von "unechten Darlington-Transistoren".

So können mit einfachen Mitteln komplementäre Paare von Leistungstransistoren (NPN/PNP-Paare) für sog. Quasikomplementär-Gegentaktstufen dimensioniert werden. Dies hat insbesondere Bedeutung, da die Auswahl von NPN-Leistungstransistoren bedeutend grösser ist als entsprechende PNP-Typen.



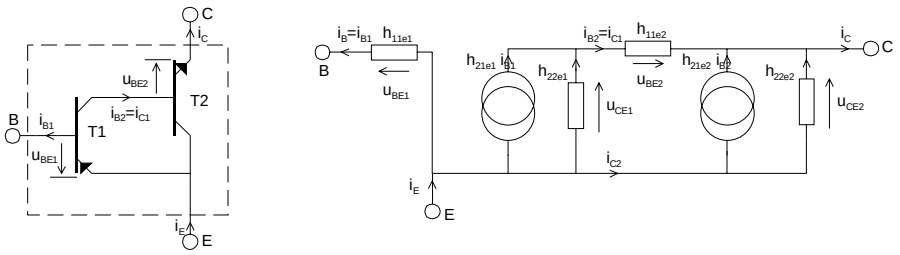
Komplementär-Darlington-Schaltung mit einem PNP- und einem NPN-Transistor. Diese Schaltung verhält sich wie ein PNP-Transistor mit sehr hoher Stromverstärkung.

C verkörpert den effektiven Kollektor.
E verkörpert den effektiven Emitter.

Der Transistor T_1 steuert mit dem Kollektorstrom den nachfolgenden Transistor T_2 an. Dadurch ergibt sich ebenfalls näherungsweise eine gesamte Stromverstärkung $H_{FE} \approx H_{FET1} \cdot H_{FET2}$:

Wir untersuchen nachfolgend die Wechselstromkenngrössen der Komplementär-Darlington-Schaltung als Verbundelement, d.h. ausgehend von den Kenngrössen des einzelnen Transistors werden die Kenngrössen für das zusammengeschaltete Element entwickelt.

Die Herleitung erfolgt über das Ersatzschaltbild unter Vernachlässigung der Rückwirkung h_{12}:



Den differenziellen Eingangswiderstand h_{11e} erhalten wir mit der Definition:

$$h_{11e} = \left.\frac{u_{BE1}}{i_{B1}}\right|_{u_{CE2}=0}$$

Aus dem Ersatzschaltbild sehen wir sofort, dass:

$$h_{B11e} = h_{11e1}$$

Eingangswiderstand h_{11e} der Komplementär-Darlington-Schaltung (3.100)

Den differenziellen Ausgangsleitwert h_{22e} erhalten wir:

$$h_{22e} = \frac{h_{22e1}(h_{21e2}+1) + h_{22e1}h_{11e2}h_{22e2} + h_{22e2}}{1 + h_{11e2}h_{22e1}}$$

Ausgangsleitwert h_{22e} der Komplementär-Darlington-Schaltung (3.101)

Die differenzielle Stromverstärkung ist etwas aufwendiger zu bestimmen. Wir begnügen uns mit dem Resultat:

$$h_{21e} = \frac{h_{21e1}\left(h_{21e2}+1\right)}{1+h_{11e2}h_{22e1}} \qquad (3.102)$$

$$\approx h_{21e1} \cdot h_{21e2} \qquad (3.103)$$

Wechselstromverstärkung $h_{\ e}$ der Komplementär-Darlington-Schaltung

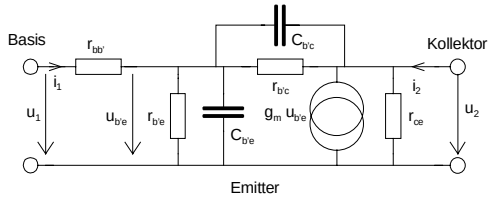
Bis auf die Stromverstärkung, die nur unwesentlich von der echten Darlington-Schaltung abweicht, erhalten wir dieselben Kenngrössen.

3.10 Das Hybrid-Π-Modell

Ähnlich wie das H-Parameter-Modell, wurde zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens ein Transistormodell von Giacolletto entwickelt. Es ist ein Wechselstrom-Modell mit Berücksichtigung von den wesentlichen Kapazitäten und in der vorliegenden Form bis ca. $f_T/3$ brauchbar.

Das Π-Modell verwendet andere Bezeichnungen und Grössen als das HP-Modell. Jedoch können die Kennwerte aus beiden Modellen ineinander übergeführt werden. Die Vorteile des Modells von Giacolletto sind sicher die Berücksichtigung der Kapazitäten im Transistormodell, was auf Stufe Element eine frequenzabhängige Beschreibung der Kenngrössen ermöglicht.

Meist wird das Modell in Emitterschaltung (andere sind gleichwertig) dargestellt. Die dabei verwendeten Grössen werden folgendermassen dargestellt:



Hybrid-Π-Modell eines Bipolartransistors.

Es berücksichtigt auch das Frequenzverhalten mit den Kapazitäten $C_{b'e}$ und $C_{b'c}$

$r_{bb'}$: Basis-Bahnwiderstand. Er verkörpert den ohmschen Widerstand des Basismaterials und der Bondung. Praktische Werte liegen im Bereich von einigen zehn Ohm bis einige hundert Ohm. Anm.: Der Basis-Bahnwiderstand beeinflusst stark das Rauschverhalten der Transistorschaltung.

B': Interne Basis. Aufgrund der Potenzialdifferenz über $r_{bb'}$ können wir hier für weitere Berechnungen eine interne Basis definieren.

$r_{b'e}$: Differenzieller Widerstand der in Vorwärtsrichtung betriebenen Basis-Emitterdiode. Da die Basis-Emitterstrecke eine hoch dotierte Sperrschicht darstellt, kann $r_{b'e}$ näherungsweise:

$$r_{b'e} = \frac{di_1}{du_1} = \frac{1}{U_T}\underbrace{I_S\, e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}}_{I_B = I_C / h_{21e}} \approx \frac{U_T h_{fe}}{I_C} = \left.\frac{0.026 h_{fe}}{I_C}\right|_{T=300K} \qquad (3.104)$$

$C_{b'e}$: Basis-Emitter-Sperrschichtkapazität. Die darin eingespeicherte Ladung Q ist direkt proportional zum Kollektorstrom I_C, weil:

$$Q = Q_0\left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1\right) \qquad (3.105)$$

Damit wird $C_{b'e}$ ungefähr:

$$C_{b'e} = \frac{\Delta Q}{\Delta u_{be}} \approx \frac{Q}{U_T} = I_C \; t_{md} U_T \tag{3.106}$$

Hierbei verkörpern t_{md} die mittlere Diffusionszeit der Ladungsträger in der Basis. Unter der Annahme dass h_{fe} konstant, sehen wir dass $r_{b'e}\; C_{b'e}$ unabhängig vom Kollektorstrom I_C ist.

Für unsere weitere Betrachtung genügt die Erkenntnis:

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi\, f_T} \tag{3.107}$$

g_m: Vorwärtssteilheit. Weil die Schaltung ein lineares Übertragungsverhalten aufweist, d.h. der Kollektorstrom I_C proportional von der Basis-Emitterspannung U_{BE} abhängig ist, wird diese 'Proportionalitätskonstante' als Steilheit folgendermassen definiert:

$$g_m = \left.\frac{i_c}{u_{b'e}}\right|_{u_{CE}=0} \tag{3.108}$$

Mit:

$$h_{fe} = \left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{u_2=0} = \frac{g_m\, u_{b'e}}{i_1} = g_m\, r_{b'e} \tag{3.109}$$

Wir lösen nach der Steilheit g_m auf und setzen für $r_{b'e}$ die Näherung aus der Shockley-Gleichung ein:

$$g_m = \frac{h_{21e}}{r_{b'e}} = \frac{h_{21e} \cdot I_C}{U_T h_{21e}} = \left.\frac{I_C}{0.026}\right|_{T=300K} \approx 38.5\, I_C \tag{3.110}$$

Besonders auffällig ist, dass die **Steilheit g_m unabhängig vom Transistortyp** ist.

$C_{b'c}$: Kollektor-Basis-Kapazität. Im aktiven Betrieb (Verstärkerbetrieb) ist sie eine Sperrschichtkapazität und daher recht klein (typ. einige pF). Bei Sättigung (z.B. Betrieb als Schalter) steigt sie aufgrund der entstehenden Diffusionskapazität stark an.

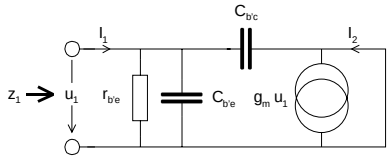
$r_{b'c}$: Rückwirkungswiderstand in der Grössenordnung 100kΩ bis MΩ. Normalerweise kann dieser Widerstand bei Berechnungen vernachlässigt werden.

r_{ce}: Kollektor-Emitter-Widerstand in der Grössenordnung zehn Ω bis einige zehn KΩ. Der exakte Wert wird zweckmässigerweise aus den H-Parameter bestimmt.

3.10.1 Beziehung $C_{b'e}$ zu f_T

Normalerweise wird nur die Transitfrequenz f_T in den Datenblättern publiziert. Um $C_{b'e}$ zu bestimmen wäre es also wünschenswert $C_{b'e}$ in Beziehung zu f_T zu bringen, damit die Werte für das Hybrid-Π-Modell bestimmt werden können.

Wir betrachten dazu ein vereinfachtes Hybrid-Π-Modell mit kurzgeschlossenem Ausgang:



Damit ergibt sich die Eingangsimpedanz z_1:

$$z_1 = \frac{1}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})} \tag{3.111}$$

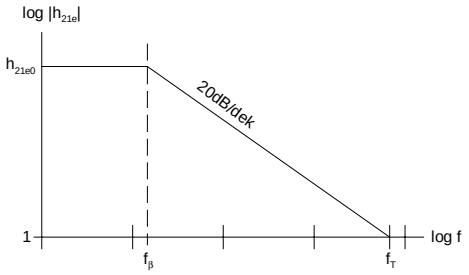
Da $r_{b'c}$ verhältnismässig gross ist, kann er vernachlässigt werden.

Durch Einsetzen der Definition der Stromverstärkung h_{21e} erhalten wir die frequenzabhängige Stromverstärkung:

$$h_{fe} = \frac{g_m\, u_1}{i_1} = \frac{g_m\, r_{b'e}}{1 + j\omega\, r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \tag{3.112}$$

Grundsätzlich ist die frequenzabhängige Stromverstärkung der Emitterschaltung eine Funktion der Art:

$$h_{21e}(f) = \frac{h_{21e0}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \tag{3.113}$$



h_{21e0} ist die DC-Stromverstärkung in Emitterschaltung, f_β ist die sog. *Beta-Transitfrequenz*. Bei ihr ist die DC-Stromverstärkung um 3dB abgefallen: $|h_{21e}| = h_{21e0} \cdot 0.707$

Wir erhalten die Beta-Transitfrequenz:

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi\, r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} \tag{3.114}$$

Und daraus die Kapazitäten:

$$C_{b'e} + C_{b'c} = \frac{1}{2\pi\, f_\beta\, r_{b'e}} \tag{3.115}$$

Mit $g_m \approx \frac{h_{21e}}{r_{b'e}}$ erhalten wir:

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi\, f_\beta\, h_{fe}} - C_{b'c} = \frac{g_m}{2\pi\, f_T} - C_{b'c} \tag{3.116}$$

Wenn wir I_C, h_{21e} und f_T kennen, sind wir in der Lage $C_{b'e}$ mit genügender Genauigkeit zu berechnen.

Den Betrag der Stromverstärkung h_{21e} erhalten wir durch Ausrechnen von Gl. (3.113):

$$\left|h_{21e}\right| = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \tag{3.117}$$

Speziell für die Transitfrequenz (h_{21e}=1) finden wir den näherungsweisen Zusammenhang:

$$f_T \approx h_{21e0} \cdot f_\beta \tag{3-118}$$

Die Näherung gilt, weil immer $f_T > f_\beta$ und somit wird $(f_T/f_\beta)^2 >> 1$.

Beispiel 2.31**:**
Bestimmen Sie die Kenngrössen $r_{b'e}$ und $C_{b'e}$ für ein Π-Transistormodell, wenn vom Transistor folgende Grössen bekannt sind:

$$I_C = 1mA$$
$$C_{obo} = 5pF \qquad (U_{CE} = 10V)$$
$$f_T = 60MHz$$
$$\text{h}-\text{Parameter bei} U_{CE} = 5V, I_C = 1mA:$$
$$h_{11e} = 6.2k\Omega \qquad h_{21e} = 220$$
$$h_{12e} = 2.7 \cdot 10^{-4} \qquad h_{22e} = 20uS$$

Mit Gleichung (2.141) wird g_m:

$$g_m \approx \left.\frac{I_C}{0.026}\right|_{T=300K} = \frac{0.001}{0.026} \approx \underline{38.5\, mS}$$

Mit f_T = 60MHz und $C_{b'c}$ = C_{cbo} = 5pF erhalten wir $C_{b'e}$:

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi\, f_T} - C_{b'c} = \frac{0.0385}{2\pi\, 6 \cdot 10^7} - 5 \cdot 10^{-12} = \underline{97pF}$$
$$r_{b'e} = \frac{h_{21e}}{g_m} = \frac{220}{0.0385} = \underline{5.715k\Omega}$$

Die folgende Gegenüberstellung der Π und H-Parameter erlaubt eine allgemeine Umrechnung:

Umrechnung *h*-Π-Parameter

$$r_{b'e} = h_{11e} - r_{bb'} \qquad r_{b'e} = \frac{h_{21e}\,U_T}{I_C} \qquad \left(U_T = \frac{kT}{q}\right) \qquad (3.119)\ (3.120)$$

$$r_{b'c} = \frac{h_{11e} - r_{bb'}}{h_{12e}} \qquad g_m = 38.5\,I_C \qquad (3.121)\ (3.122)$$

$$g_m = \frac{h_{21e}}{h_{11e} - r_{bb'}} \qquad C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi\,f_T} - C_{b'c} \qquad (3.123)\ (3.124)$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} - \frac{h_{21e}\,h_{12}}{h_{11e} - r_{bb'}} \qquad C_{b'c} = C_{cbo} \qquad (3.125)\ (3.126)$$

Mit diesen Zusammenhängen können nun die weiteren Grössen des Π-Modells bestimmt werden:

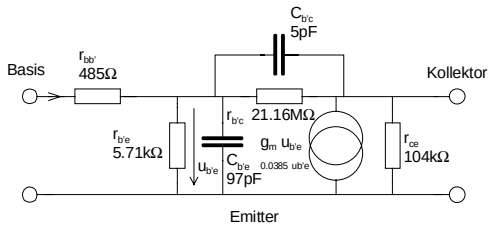
$$r_{bb'} = h_{11e} - \frac{h_{21e}}{g_m} = 6.2K - \frac{220}{0.0385} = \underline{485\Omega}$$

$$r_{b'c} = \frac{h_{11e} - r_{bb'}}{h_{12e}} = \frac{6.2K - 485}{2.7 \cdot 10^{-4}} = \underline{21.16M\Omega}$$

$$\frac{1}{r_{ce}} = h_{22e} - \frac{h_{21e}\,h_{12e}}{h_{11e} - r_{bb'}} = 20 \cdot 10^{-6} - \frac{220 \cdot 2.7 \cdot 10^{-4}}{6.2K - 485} = 9.606 \cdot 10^{-6}\,S$$

$$\Rightarrow r_{ce} = \underline{104.0\,k\Omega}$$

Mit diesen Werten erhalten wir das Modell:



Beispiel 2.32**:**
Bestimmen Sie den Betrag der Stromverstärkung $|h_{21e}|$ und die Reaktanz von C_{CB0} bei 5 MHz für den Transistor BC547B, dessen Transitfrequenz und Kollektor-Basiskapazität mit nachfolgenden Diagrammen dargestellt sind. Der Arbeitspunkt des Transistors liegt bei I_{C0}=10mA mit einem U_{CE}=10V. Für diesen Arbeitspunkt wird im Datenblatt ein h_{21e}=300 ausgewiesen.

Vorgehen:
Mit Gl. (3.117) wird $|h_{fe}|$:

$$h_{21e}(f) = \frac{h_{21e0}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} = \frac{h_{21e0}}{1 + j\frac{h_{21e0} \cdot f}{f_T}}$$

$$|h_{21e}(f)| = \frac{h_{21e0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{h_{21e0} \cdot f}{f_T}\right)^2}}$$

$$|h_{21e}| = \frac{300}{\sqrt{1 + \left(\frac{300 \cdot 5 \cdot 10^6}{320 \cdot 10^6}\right)^2}} = \underline{62.59}$$

Die Reaktanz X_{CB0} der Kollektor-Basiskapazität wird:

$$X_{CB0} = \frac{1}{2\pi f C_{CB0}} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 2.8 \cdot 10^{-12}} = \underline{11.368 k\Omega}$$

Der Wert Reaktanz ist für eine wechselstrommässige Betrachtung zu r_{CE} zuzuschlagen (parallel). Bei tieferen Frequenzen (einige MHz) spielt diese Reaktanz keine Rolle, da sie in der Beschaltung im Verhältnis zu Last vernachlässigbar ist.

3.11 Aufgaben

Verständnisfragen

1. Begründen Sie verbal, wieso bei Bipolartransistoren die Sperrspannung U_{CB0} wesentlich höher ist als die Sperrspannung U_{EB0}.

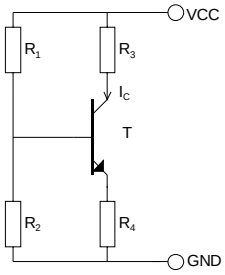
2. H-Parameter sind sog. Kurzschluss-Kleinsignalparameter. Wie sind diese Parameter definiert und was besagt das Wort "Kurzschluss" genau?

3. Definieren Sie den Begriff "thermische Rückkopplung" im Zusammenhang mit der Gleichstromdimensionierung einer Transitorverstärkerstufe.

Temperatureffekte, Reströme

4. Die Leckströme eines Transistors betragen I_{CB0}=2.3nA und I_{CE0}=320nA. Der Basisstrom beträgt I_B=1.2uA. Bestimmen Sie den Kollektorstrom I_C.

5. Von welchem Kollektorstrom I_C an ist kein thermischer Aufschaukeleffekt mehr möglich?



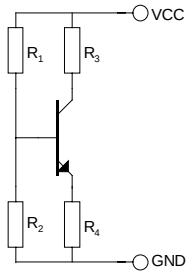
6. Die Ströme I_C', I_B' und I_E' stellen die Transistorströme unter Berücksichtigung des Reststromes I_{CB0} dar.
   Unter der Zuhilfenahme der Beziehungen (I_C= B I_B=H_{FE} I_B, I_E = A I_C=H_{FB} I_C) und einer Leckstromquelle I_{CB0} zeige man, dass die folgenden Beziehungen gelten:

   a.) $I_C = H_{FE} I_B + (H_{FE} + 1) I_{CB0}$

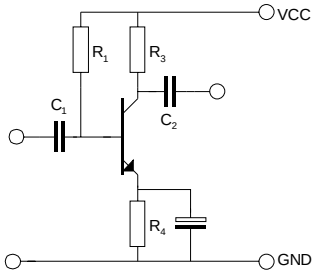
   b.) $I_B = \dfrac{I_E}{H_{FE} + 1} - I_{CB0}$

   c.) $I_E = \dfrac{H_{FE} + 1}{H_{FE}} (I_C - I_{CB0})$

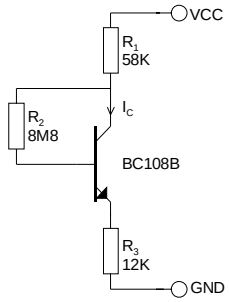
7. Welchen Einfluss hat die Streuung ΔH_{FE} auf den Arbeitspunkt I_C bei nachfolgender Schaltung? Bestimmen Sie dazu eine Formel, die die Abweichung ΔI_C berechnet.



8. Bestimmen Sie für die nachfolgende Schaltung formal die Temperaturdrift dU_{CE}/dT.

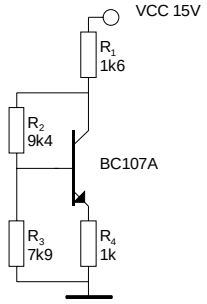


9. Bestimmen Sie für die nachfolgende Schaltung:
   a.) I_C (besser als 2%)
   b.) U_{CE}
   c.) ΔI_C , wenn die Umgebungstemperatur von 0° auf +50° ändert.

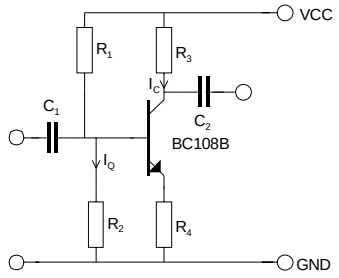


Arbeitspunktbestimmungen

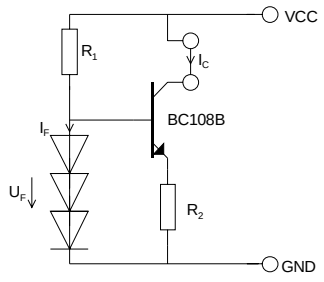
10. Bestimmen Sie I_C, U_{CE} mit einer Genauigkeit von 2%. Wie gross ist die Kristalltemperatur bei T_A=25°?



11. Dimensionieren Sie die Widerstände für den Arbeitspunkt I_C=200uA, so dass ein Eingangswiderstand r_e>100kΩ erreicht wird, aber I_Q trotzdem möglichst gross wird.

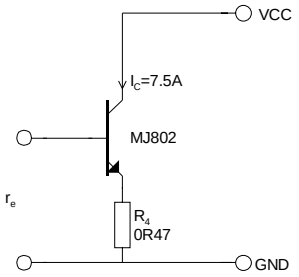


12.Dimensionieren Sie die Konstantstromquelle für I_C=5mA. Vorgaben: U_F=0.6V, I_F=100uA.



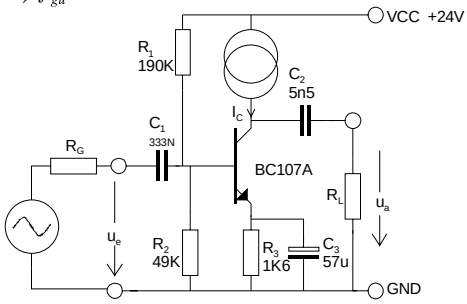
13.Wie gross ist der Innenwiderstand der Stromquelle aus 12.)?

14.Wie gross ist der Eingangswiderstand r_e (unter Vernachlässigung des Bahnwiderstandes)?

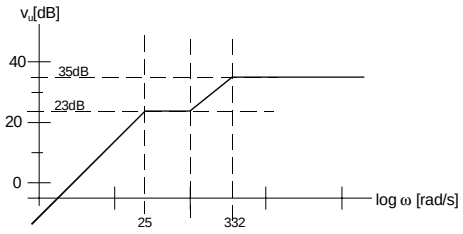


AC- und DC-Dimensionierungen

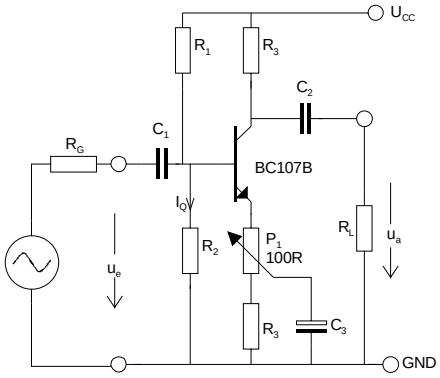
15.Folgende Grössen sind in nachfolgender Schaltung vorgegeben: U_{CE}=10V, R_G=2kΩ, R_L=120kΩ.
Bestimmen Sie:
a.) I_C (besser als 2%)
b.) v_u im mittleren Frequenzbereich
c.) f_{gu}



16.Dimensionieren Sie einen Kleinsignalverstärker mit einem Transistor BC 109C in Emitterschaltung, der nachfolgenden Amplitudengang ausweist. Weiter betragen R_G=0, R_L=∞, U_{CC}=15V, I_C=2mA.



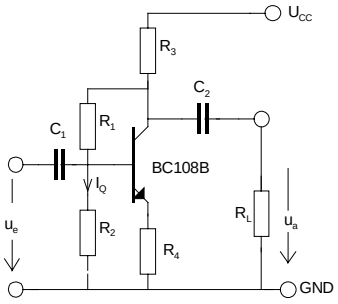
17. Bestimmen Sie:
   a.) $R_1..R_4$
   b.) C_1, C_2, C_3 für den schlechtesten Fall
   c.) Änderung von v_u im mittleren Frequenzbereich wenn das Potentiometer von einem Anschlag zum Anderen gedreht wird.



Gegeben:
U_{CC} = 18V
U_E = 3V
U_{CE} = 7V
I_Q = 100uA
R_G = 600Ω
R_L = 2kΩ
f_{gu}= 200Hz

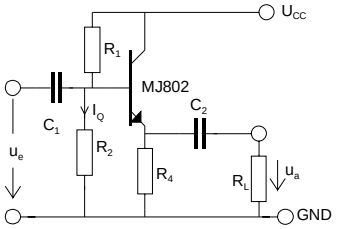
1. Berechnen Sie folgende Grössen der Verstärkerschaltung:

   a.) R_1 ,.., R_3
   b.) C_1, C_2
   c.) v_u, v_i im mittleren Frequenzbereich



Gegeben:
U_{CC} = 12V
U_{CE} = 6V
I_Q = 250uA
f_{gu}= 100Hz

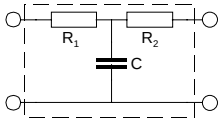
2. Dimensionieren Sie R_1,..,R_4 sowie C_1 und C_2 für den nachfolgenden Leistungsverstärker. Hinweise: r_{BE} ist aus der Shockley-Gleichung zu bestimmen. H_{FE} (=h_{fe}) ist dem Datenblatt zu entnehmen.



Gegeben:
U_{CC} = 18V
U_{CE} = 6V
I_C = 2A
I_Q = 200mA
f_{gu}= 20Hz
R_L= 10Ω

Darlingtontransistoren

3. Bestimmen Sie den Emitterstrom I_E als Ausdruck von I_C, H_{FE1} und H_{FE2}!
   Untersuchen Sie im Besonderen die Frage: Gilt beim Darlington der gleiche Zusammenhang wie beim Bipolatransistor für den Emitterstrom $I_E = I_C\left(1+\frac{1}{H_{FE}}\right)$ (wobei $H_{FE} = H_{FE1} \cdot H_{FE2}$) ?

Diverses

Bestimmen Sie die H-Parameter des Vierpoles: